

Федеральное агентство по образованию

---

Санкт-Петербургский государственный  
электротехнический университет «ЛЭТИ»

---

А. В. МИТРОФАНОВ В. Г. САФИН А. А. СОЛОВЬЕВ

**УСТРОЙСТВА ГЕНЕРИРОВАНИЯ И ФОРМИРОВАНИЯ  
РАДИОСИГНАЛОВ**

Санкт-Петербург  
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»  
2009

Федеральное агентство по образованию

---

Санкт-Петербургский государственный  
электротехнический университет «ЛЭТИ»

---

А. В. МИТРОФАНОВ В. Г. САФИН А. А. СОЛОВЬЕВ

## **УСТРОЙСТВА ГЕНЕРИРОВАНИЯ И ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ**

**Лабораторный практикум**

*Рекомендовано учебно-методическим объединением вузов Российской Федерации по образованию в области радиотехники, электроники, биомедицинской техники и автоматизации в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению 210300 «Радиотехника».*

Санкт-Петербург  
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»  
2009

УДК 621.396.61

ББК 32.848

М

Митрофанов А. В., Сафин В. Г., Соловьев А. А. Устройства генерирования и формирования радиосигналов: Лабораторный практикум / Под общ. ред. А. А. Соловьева. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2009. 104с.

ISBN 5-7629-0953-0

Лабораторные работы, включенные в состав практикума, соответствуют программе дисциплины «Устройства генерирования и формирования радиосигналов» и охватывают основные разделы курса: генераторы с внешним возбуждением, автогенераторы, устройства формирования сигналов с различными видами модуляции и синтезаторы сетки частот. В описании каждой лабораторной работы приводятся целевая установка, краткие теоретические сведения, программа экспериментальных исследований, контрольные вопросы для подготовки, а в конце издания – список рекомендуемой литературы.

Предназначен для студентов дневного и вечернего отделений факультета радиотехники и телекоммуникаций, обучающихся по направлениям 552500 – Радиотехника, 550400 – Телекоммуникации.

УДК 621.396.61

ББК 32.848

Рецензенты: кафедра радиоэлектронных средств защиты информации СПбГПУ; зав. кафедрой радиопередающих устройств и средств подвижной связи СПбГУТ, д-р. техн. наук, проф. М. А. Сиверс.

ISBN 5-7629-0953-0

©СПбГЭТУ«ЛЭТИ», 2009

## Лабораторная работа № 1

### ИССЛЕДОВАНИЕ ТРАНЗИСТОРНОГО ГЕНЕРАТОРА С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

#### Основные теоретические сведения

*Генератором с внешним возбуждением* называется радиоэлектронное устройство, предназначенное для преобразования энергии постоянного тока в энергию электромагнитных колебаний высокой частоты, равной или кратной частоте входного воздействия. В том случае, когда частота выходного сигнала равна частоте входного воздействия, генератор с внешним возбуждением называется *усилителем мощности*. Если же частота выходного сигнала в целое число раз больше частоты входного – речь идет об *умножителе частоты*.

Основное требование, предъявляемое к генератору с внешним возбуждением (ГВВ), – получение высокого коэффициента полезного действия (КПД) при обеспечении заданной мощности в нагрузке. Это накладывает определенные ограничения на выбор режима работы генераторного прибора (ГП) и параметров согласующей цепи.

Благодаря присутствию высших гармоник в токе ГП при его работе в нелинейном режиме ГВВ можно использовать в качестве умножителя частоты (УЧ). УЧ предназначены для преобразования колебаний с частотой  $\omega$  в колебания кратной частоты  $n\omega$ , где  $n$  – любое целое положительное число. Применение УЧ позволяет повысить стабильность частоты задающих генераторов, расширить диапазон рабочих частот или получить множество стабильных частот в синтезаторах частоты, увеличить индекс частотной (фазовой) модуляции, повысить устойчивость работы радиопередатчика. Согласующая цепь обеспечивает трансформацию в общем случае комплексного сопротивления нагрузки в чисто резистивное сопротивление в заданном диапазоне частот, причем имеющее такое значение, при котором обеспечиваются высокие энергетические показатели ГВВ.

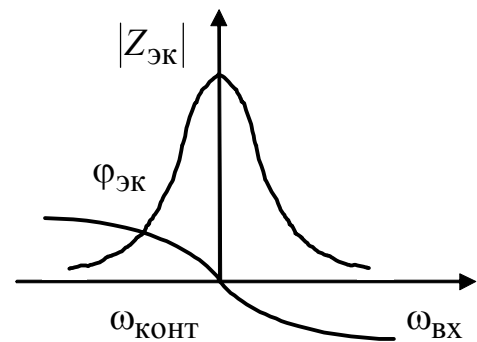


Рис. 1.1

Так как требование высокого КПД генератора обуславливает работу ГП в нелинейном режиме, при котором в коллекторном токе ГП содержатся высшие гармоники, то согласующая цепь кроме того обеспечивает необходимое подавление высших гармоник в нагрузке, т. е. осуществляет фильтрацию.

Одной из простейших согласующих цепей является параллельный колебательный контур с достаточно высокой добротностью, включенный в коллекторную цепь усилителя мощности (УМ). Контур обеспечивает не только согласование генератора с нагрузкой вблизи резонансной частоты, но и малое сопротивление  $Z_{\text{ЭК}}$  для высших гармоник коллекторного тока, что обуславливает гармоническую форму напряжения на контуре (рис. 1.1). Эквивалентное сопротивление настроенного в резонанс контура носит резистивный характер и может быть записано следующим образом:

$$R_{\text{ЭК}} = p^2 R_{\text{Э0}} = p^2 \rho^2 / (r_{\text{КОН}} + r_{\text{ВН}}), \quad (1.1)$$

где  $p = U_{\text{К}} / U_{\text{КОН}}$  – коэффициент включения контура в коллекторную цепь генератора;  $\rho = 2\pi f L_{\text{КОН}} = 1 / (2\pi f C_{\text{КОН}})$  – волновое сопротивление ( $C_{\text{КОН}}$ ,  $L_{\text{КОН}}$  – полные индуктивность и емкость контура);  $r_{\text{КОН}}$  – собственное сопротивление потерь контура;  $r_{\text{ВН}}$  – сопротивление, вносимое нагрузкой.

При гармонических напряжениях возбуждения (базы)  $U_{\text{б}}(t)$  и коллектора  $U_{\text{К}}(t)$  коллекторный ток имеет форму периодической последовательности импульсов, которая может быть представлена рядом Фурье:

$$i_{\text{К}}(t) = I_{\text{К0}} + I_{\text{К1}} \cos \omega t + I_{\text{К2}} \cos 2\omega t + \dots + I_{\text{Кn}} \cos n\omega t + \dots$$

Значения  $I_{\text{К0}}$  и  $I_{\text{Кn}}$  на практике определяют через нормированные коэффициенты разложения:  $\alpha_0 = I_{\text{К0}} / i_{\text{Км}}$  и  $\alpha_{0n} = I_{\text{Кn}} / i_{\text{Км}}$ , являющиеся функциями лишь угла отсечки коллекторного тока  $\theta$ .

Полезная мощность, выделяемая на контуре 1-й гармоникой коллекторного тока:  $P_1 = 0,5 I_{\text{К1}} U_{\text{К}}$ . Мощность, потребляемая от источника коллекторного питания, определяется как  $P_0 = E_{\text{К}} I_{\text{К0}}$ .

КПД генератора по коллекторной цепи

$$\eta = P_1 / P_0 = 0,5 (I_{\text{К1}} / I_{\text{К0}}) (U_{\text{К}} / E_{\text{К}}) = 0,5 \gamma(\theta) \xi, \quad (1.2)$$

где  $\gamma = \alpha_1(\theta) / \alpha_0(\theta)$  – коэффициент формы импульса тока;  $\xi = U_{\text{К}} / E_{\text{К}}$  – коэффициент использования коллекторного напряжения.

Выражение (1.2) показывает, что для повышения КПД целесообразно работать при высоких значениях  $\xi$ , а угол отсечки коллекторного тока  $\theta$  должен быть достаточно мал для получения высокого значения  $\gamma(\theta)$ . Максимальное значение КПД достигается при углах отсечки, близких к нулю, однако при этом резко снижается выходная мощность за счет стремления  $\alpha_1(\theta)$  к нулю. Поэтому практически в схемах УМ угол отсечки выбирают в интервале  $75^\circ < \theta < 100^\circ$ . В ряде случаев, например при усилении амплитудно-модулированных колебаний или при умножении частоты, при выборе  $\theta$  необходимо учитывать и дополнительные требования.

В зависимости от степени влияния напряжения выходной цепи на значение и форму импульсов тока ГП различают 3 режима работы: недонапряженный, граничный и перенапряженный. Переход от одного режима к другому может быть осуществлен изменением напряжения на электродах ГП. При постоянных питающих напряжениях и напряжении возбуждения коллекторный ток зависит лишь от переменного напряжения в выходной цепи  $u_k(t)$ , а следовательно, и от  $R_{\text{ЭК}}$ , изменять которое можно, например изменением коэффициента включения контура  $p$  (см.(1.1)).

Зависимости  $I_{k0}$ ,  $I_{k1}$ ,  $U_k$ ,  $P_1$ ,  $P_0$ ,  $P_k$  и  $\eta = f(R_{\text{ЭК}})$  носят название нагрузочных характеристик генератора. Здесь  $P_k = P_0 - P_1$  – мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора.

При низких значениях  $R_{\text{ЭК}}$  ( $R_{\text{ЭК}} < R_{\text{ЭК.гр}}$  – рис. 1.2, кривые 1 и 2) амплитуда переменного напряжения  $U_k = I_{k1} R_{\text{ЭК}}$  мала; остаточное напряжение  $u_{k \text{ min}}$  велико ( $u_{k \text{ min}} = E_k - U_k > u_{k \text{ min гр}}$ ); импульс коллекторного тока имеет форму усеченной косинусоиды, а его амплитуда уменьшается с ростом  $R_{\text{ЭК}}$  незначительно вследствие малого значения проницаемости ГП. В *недонапряженном режиме* ГП может быть приближенно представлен в виде генератора тока  $I_{k1} \approx I_{k1 \text{ гр}}$ , и, следовательно, по мере роста  $R_{\text{ЭК}}$  от 0 до  $R_{\text{ЭК.гр}}$  напряжение  $U_k$ ,  $\xi$  и полезная мощность будут возрастать (в приведенных формулах индекс «гр» указывает на граничный режим работы).

При значении сопротивления  $R_{\text{ЭК}} = R_{\text{ЭК.гр}}$  (рис. 1.2, кривая 3) остаточное напряжение на коллекторе  $u_{k \text{ min гр}} = E_k - U_{k \text{ гр}}$  уменьшается настолько, что вызывает уплощение вершины импульса коллекторного тока вследст-

вие возрастания базового тока. В *граничном режиме* коэффициент использования коллекторного напряжения

$$\xi_{\text{гр}} = 1 - i_{\text{км}} / (S_{\text{гр}} E_{\text{к}}) \approx 1 - 2 P_1 / (S_{\text{гр}} \alpha_1(\theta) E_{\text{к}}^2),$$

где  $S_{\text{гр}}$  – крутизна линии граничного режима.

Для современных мощных высокочастотных транзисторов среднее значение  $\xi_{\text{гр}} = 0,85 \dots 0,95$ , и, следовательно, КПД генератора, работающего при углах отсечки  $75^\circ < \theta < 100^\circ$ , достигает  $0,75 \dots 0,85$ . Высокое значение  $\xi_{\text{гр}}$  обуславливает и высокое значение полезной мощности  $P_1$ , максимум которой примерно соответствует граничному режиму.

При дальнейшем увеличении  $R_{\text{ЭК}}$  ( $R_{\text{ЭК}} > R_{\text{ЭК.гр}}$ ) наступает *перенапряженный режим* (рис. 1.2, кривая 4). В этом режиме за счет некоторого роста  $U_{\text{к}}$  и уменьшения остаточного напряжения ( $u_{\text{к min}} < u_{\text{к min гр}}$ ) резко возрастает базовый ток и появляется провал в импульсе коллекторного тока (рис. 1.2, кривая 4).

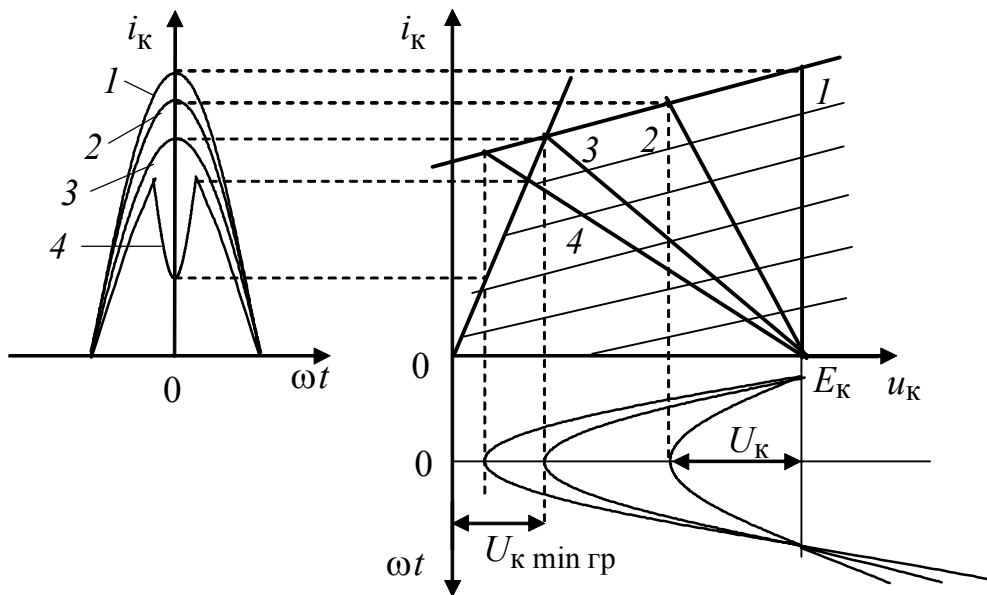


Рис. 1.2

В перенапряженном режиме из-за искажения формы импульса коллекторного тока с ростом  $R_{\text{ЭК}}$  происходит уменьшение постоянной составляющей  $I_{\text{к0}}$  и более резкое уменьшение  $I_{\text{к1}}$ , что при незначительном возрастании напряжения  $U_{\text{к}}$  приводит к уменьшению полезной мощности  $P_1$ ,

хотя КПД остается при этом высоким и уменьшается лишь при переходе в сильноперенапряженный режим ( $\xi > 1$ ).

Таким образом, в граничном режиме УМ отдает максимальную мощность в нагрузку при высоком КПД. В перенапряженном режиме практически мало изменяется напряжение  $U_K$ , полезная мощность  $P_1$  уменьшается, но КПД остается высоким. Недонапряженный режим энергетически невыгоден, так как ГВВ отдает малую полезную мощность при низком КПД, и, следовательно, мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора,  $P_K = P_0 - P_1$  достаточно велика.

Напряженность режима генератора меняется не только при изменении связи контура с коллектором транзистора, но и при его расстройке, когда сопротивление  $Z_{ЭК}$  становится комплексным, его модуль уменьшается с расстройкой и появляется фазовый сдвиг между первой гармоникой коллекторного тока и напряжением на контуре (см. рис. 1.1).

Следовательно, расстройка  $\Delta\omega$  контура, т. е. выполнение условия  $\Delta\omega = \omega_{ВХ} - \omega_{КОНТ} \neq 0$ , приводит к переходу в режим с меньшей напряженностью, что вызывает соответствующие изменения  $I_{K0}$ ,  $I_{K1}$ ,  $U_K$ ,  $P_1$ ,  $P_0$ ,  $P_K$  и  $\eta$ . Динамическая характеристика ГП  $i_K = f(u_K)$  при расстроенном контуре имеет вид отрезка эллипса, а не отрезка прямой, как при чисто резистивной нагрузке. Зависимости  $I_{K0}$ ,  $I_{K1}$ ,  $U_K$ ,  $P_1$ ,  $P_0$ ,  $P_K$  и  $\eta = f(\Delta\omega)$  носят название настроечных характеристик генератора.

В радиопередающих устройствах одноконтурная схема выходной цепи УМ (простая схема выхода) находит ограниченное применение (в основном, в простых маломощных устройствах) ввиду низких фильтрующих свойств и сложности настройки: для изменения рабочей частоты или сопротивления нагрузки для генератора  $R_{ЭК}$  необходимо одновременно перестраивать и элемент связи  $X_{СВ}$ , и элемент настройки  $X_H$ .

Сложная схема выхода обычно представляется в виде системы двух связанных контуров – антенного с элементом настройки  $X_H$  и промежуточного (коллекторного). В качестве элемента связи между контурами могут выступать конденсатор (см. схему лабораторного стенда), катушка индуктивности или взаимная индуктивность между катушками двух контуров.



Сопротивление связи между контурами  $X_{\text{св}}$  определяет сопротивление, вносимое из антенного контура в промежуточный:  $Z_{\text{вн}} = X_{\text{св}}^2 / Z_{\text{а.конт}}$ , где  $Z_{\text{а.конт}} = r_{\text{а.конт}} + jX_{\text{а.конт}}$  – сопротивление антенного контура;  $r_{\text{а.конт}} = r_{\text{а}} + r_{\text{н}} + r_{\text{св}}$ ,  $X_{\text{а.конт}} = X_{\text{а}} + X_{\text{н}} + X_{\text{св}}$ .

При настройке антенного контура в резонанс, когда  $X_{\text{а.конт}} = 0$ , вносимое в промежуточный контур сопротивление будет чисто резистивным:

$$Z_{\text{вн}} = r_{\text{вн}} = X_{\text{св}}^2 / r_{\text{а.конт}}.$$

Эквивалентное сопротивление настроенного в резонанс промежуточного контура  $R_{\text{эк.п.конт}} = p^2 \rho_{\text{п.конт}}^2 / (r_{\text{п.конт}} + r_{\text{вн}}) = p^2 \rho_{\text{п.конт}} Q_{\text{н}}$ , где  $\rho_{\text{п.конт}}$ ,  $r_{\text{п.конт}}$  – волновое сопротивление и сопротивление потерь промежуточного контура;  $Q_{\text{н}} = \rho_{\text{п.конт}} / (r_{\text{п.конт}} + r_{\text{вн}})$  – добротность нагруженного промежуточного контура.

Вводя понятия коэффициентов полезного действия промежуточного  $\eta_{\text{п.конт}} = r_{\text{вн}} / (r_{\text{п.конт}} + r_{\text{вн}})$  и антенного  $\eta_{\text{а.конт}} = r_{\text{а}} / r_{\text{а.конт}}$  контуров, можно найти мощность  $P_{\text{а}}$ , передаваемую в антенну, при известной мощности  $P_1$ , отдаваемой генераторным прибором в промежуточный контур:

$$P_{\text{а}} = P_1 \eta_{\text{п.конт}} \eta_{\text{а.конт}}.$$

Преимущества сложной схемы выхода перед простой заключаются в существенно лучшей фильтрации высших гармонических составляющих и возможности получения большей полосы пропускания (при одинаковой добротности контуров). Обычно используют следующий порядок настройки сложной схемы выхода:

1. Устраняется связь между контурами и настраивается в резонанс промежуточный контур. Поскольку при  $X_{\text{св}} = 0$  вносимое сопротивление становится равным нулю и эквивалентное сопротивление промежуточного контура существенно возрастает, генератор переходит в заведомо перенапряженный режим. Поэтому настройку контура в резонанс можно контролировать, измеряя постоянную составляющую коллекторного тока.

2. Установив связь между контурами минимальной, но обеспечивающей возможность регистрации тока в антенне (антенном контуре), изменени-

ем сопротивления  $X_H$  настраивается в резонанс антенный контур по максимуму тока в нем. Если на первом этапе не было возможности установить нулевую связь между контурами, то при настройке антенного контура произойдет расстройка промежуточного (за счет изменения реактивного компонента вносимого сопротивления). В этом случае может понадобиться повторная настройка сначала промежуточного контура (при уменьшенной связи), затем антенного.

3. Изменением связи между контурами добиваются максимального значения тока в антенне, достижение которого и будет означать окончание процедуры настройки выходной цепи генератора.

Необходимо иметь в виду, что генератор в результате подбора оптимальной связи переходит в слегка недонапряженный режим. Как уже отмечалось, при отсутствии связи между контурами генератор работает в перенапряженном режиме, отдавая некоторую мощность, которая целиком поглощается в промежуточном контуре. В антенный контур мощность, естественно, не поступает. При увеличении  $X_{св}$  мощность, отдаваемая генератором ( $P_1$ ), возрастает, достигая максимума при  $X_{св} = X_{св.гр}$ , когда генератор будет работать в граничном режиме. При дальнейшем увеличении связи генератор переходит в недонапряженный режим, что сопровождается снижением мощности  $P_1$ . Однако часть этой мощности, поступающая в антенный контур ( $P_a$ ), зависит от КПД промежуточного контура, который монотонно растет с увеличением  $X_{св}$  за счет роста  $r_{вн}$ . В результате максимум мощности  $P_a$  достигается при  $X_{св} = X_{св\ opt}$  ( $X_{св\ opt} > X_{св.гр}$ ), при котором генератор работает в недонапряженном режиме.

Если работа генератора в недонапряженном режиме по каким-либо причинам нежелательна (или недопустима), связь между контурами необходимо снизить до  $X_{св.гр}$  или сделать еще меньше. Об изменении режима работы генератора можно судить по изменению (в процессе настройки  $X_{св}$ ) постоянной составляющей коллекторного тока транзистора.

### **Описание лабораторного стенда**

Лабораторный стенд предназначен для исследования резонансного усилителя мощности, выполненного на биполярном транзисторе КТ602, с

простой схемой (ч. 1 настоящей работы) и со сложной схемой выходной цепи (ч. 2). На лицевой панели лабораторного стенда приведены его упрощенная схема и необходимые вспомогательные элементы.

Любая из исследуемых схем транзисторного усилителя мощности может быть построена подключением к выводам транзистора соответствующих пассивных элементов с помощью переключателей  $S1...S5$ . Лабораторный стенд наряду с исследуемым устройством включает в себя генератор сигнала возбуждения и мультиметр, позволяющий измерять токи и напряжения в контрольных точках каждого из исследуемых усилителей. При измерении переменных токов и напряжений выводятся их **действующие значения**.

Мультиметр подключается к необходимой контрольной точке с помощью кнопок, расположенных под жидкокристаллическим дисплеем (ЖКД), отображающим измеряемую величину и ее значение. Средняя кнопка предназначена для выделения информации, относящейся к выполняемой части лабораторной работы. Левая и правая кнопки позволяют «перелистывать» страницы дисплея назад и вперед в пределах этой части.

Генератор входного сигнала возбуждения формирует синусоидальный сигнал. Частота сигнала может дискретно изменяться с шагом 1 кГц в диапазоне 170...230 кГц с помощью кнопок, расположенных на лицевой панели лабораторного стенда. Амплитуда сигнала плавно регулируется соответствующим аттенуатором, а базовое смещение – потенциометром  $E_6$ .

Управление переключателями  $S1...S5$  осуществляется с помощью кнопок управления, расположенных в нижней части лицевой панели стенда, однократным нажатием на кнопку и удержанием ее в течение 0,5 с. Текущее положение любого переключателя индицируется зажиганием соответствующего светодиода.

В лабораторном стенде предусмотрена возможность подключения двухлучевого осциллографа к необходимым контрольным точкам с помощью соответствующих разъемов, выведенных на заднюю панель стенда. При этом кнопками управления каждый канал осциллографа может независимо подключаться к любой контрольной точке.

## Часть 1. Исследование транзисторного ГВВ с простой схемой выхода

### *Цели работы:*

1. Изучение принципов построения и работы транзисторного усилителя мощности.
2. Исследование влияния угла отсечки коллекторного тока транзистора на энергетические характеристики усилителя мощности.
3. Снятие нагрузочной и настроечной характеристик усилителя мощности при простой схеме выхода.
4. Наблюдение осциллограмм динамических характеристик транзистора в усилителе мощности.
5. Наблюдение осциллограмм токов и напряжений в контрольных точках усилителя мощности при различных режимах работы транзистора.

### **Программа выполнения работы**

1. Установить ручки всех потенциометров лабораторного стенда в крайнее левое (нулевое) положение. Ознакомиться с расположением органов управления стендом и включить для прогрева лабораторный стенд и осциллограф.

На экране ЖКД, расположенного в правой верхней части лицевой панели, должно появиться сообщение, указывающее на работоспособность встроенного мультиметра, а на светодиодном индикаторе установки частоты генератора сигнала возбуждения – высветиться текущее значение частоты. Перед началом работы, нажимая кнопки клавиатуры мультиметра, следует изучить последовательность вывода информации на экран ЖКД.

2. Исследовать влияние угла отсечки коллекторного тока транзистора на основные энергетические характеристики усилителя. Для этого с помощью органов управления стендом «собрать» усилитель мощности с простой схемой выхода (S1 – положение 1, S2 – 1). Установить напряжение смещения  $E_{\text{с}} = 0,65 \text{ В}$ , напряжение возбуждения  $U_{\text{с}} = 0,1 \dots 0,15 \text{ В}$ , а частоту сигнала возбуждения  $f$  – равной резонансной частоте выходного контура. При этом ток контура должен достичь своего максимального значения, а формы импульсов коллекторного и эмиттерного токов будут представлять собой косинусоидальные импульсы с углом отсечки, близким к  $90^\circ$ . Увеличивая напря-

жение возбуждения, выставить постоянную составляющую коллекторного тока  $I_{к0} = 15 \dots 20$  мА и зафиксировать с помощью осциллографа полученную амплитуду импульса коллекторного тока.

Изменяя напряжение смещения  $E_{б}$  от 0,35 до 0,85 В и поддерживая постоянной полученную ранее амплитуду импульса коллекторного тока соответствующим изменением напряжения возбуждения  $U_{б}$ , снять зависимости  $U_{б}$ ,  $I_{к0}$  и тока контура  $I_{кон}$  от напряжения смещения. С помощью соотношения  $\cos \theta = (E_{б0} - E_{б}) / (\sqrt{2} U_{б})$  (здесь  $E_{б0} = 0,65$  В – напряжение отпирания кремниевого транзистора) пересчитать полученные зависимости как функции угла отсечки  $\theta$ . Полученные данные свести в таблицу. Рассчитать потребляемую  $P_0$ , отдаваемую  $P_1$  и рассеиваемую на коллекторе транзистора  $P_к$  мощности и КПД усилителя  $\eta = P_1 / P_0$ , где  $P_0 = I_{к0} E_к$  ( $E_к = 11$  В – напряжение источника коллекторного питания);  $P_1 = I_{кон}^2 R_{к1}$  ( $R_{к1} = 30$  Ом – сопротивление нагрузки контура);  $P_к = P_0 - P_1$ . По полученным данным построить графики  $I_{к0}$ ,  $I_{кон}$ ,  $P_0$ ,  $P_1$ ,  $P_к$  и  $\eta$  как функции угла отсечки  $\theta$ .

3. Снять нагрузочные характеристики усилителя мощности с простой схемой выходной цепи, т. е. зависимости  $U_к$ ,  $I_{к0}$ ,  $I_{б0}$ ,  $I_{кон}$ ,  $P_0$ ,  $P_1$ ,  $P_к$  и  $\eta$  в функции от эквивалентного сопротивления контура  $R_{эк} = 1 / [(\omega C_{св1})^2 R_{к1}]$ , где  $\omega = 2\pi f$  – частота входного сигнала, равная резонансной частоте контура;  $C_{св1}$  – емкость связи.

Для снятия указанных зависимостей установить значение напряжения смещения  $E_{б} = E_{б0}$ , переключатель S1 перевести в положение 3 и, изменяя напряжение возбуждения, добиться граничного режима работы, контролируя форму импульса коллекторного тока с помощью осциллографа. Далее, изменяя с помощью переключателя S1 коэффициент связи с контуром в возможных пределах и поддерживая постоянными напряжения смещения и возбуждения, снять зависимости  $U_к$ ,  $I_{к0}$ ,  $I_{б0}$ ,  $I_{кон}$  от положения переключателя. В недонапряженном режиме настройку контура регистрировать по максимуму контурного тока, а в перенапряженном – по форме импульса коллекторного тока. Полученные данные свести в таблицу, определить для каждого положения переключателя значение  $R_{эк}$ , рассчитать  $P_0$ ,  $P_1$ ,  $P_к$  и  $\eta$  и построить соответствующие графики. При расчете  $R_{эк}$  воспользоваться приведенными

далее значениями  $C_{св1}$ , соответствующими различным положениям переключателя.

S1	1	2	3	4	5
$C_{св1}$ , нФ	10	6,7	5	3,3	2,5

Для случаев недонапряженного, граничного и перенапряженного режимов работы транзистора с помощью осциллографа снять осциллограммы импульсов базового, коллекторного и эмиттерного токов и вид динамической характеристики коллекторного тока, подавая на вход канала  $Y$  сигнал, пропорциональный току коллектора, а на вход  $X$  – пропорциональный напряжению на коллекторе.

4. Снять настроечные характеристики усилителя, т. е. зависимости  $U_K$ ,  $I_{K0}$ ,  $I_{б0}$ ,  $I_{кон}$ ,  $P_0$ ,  $P_1$ ,  $P_K$  и  $\eta$  в функции от частоты входного сигнала. Эксперимент провести для двух значений коэффициента связи с контуром, соответствующих граничному (S1 – 3) и перенапряженному (S1 – 4) режимам работы транзистора при постоянных значениях напряжений смещения и возбуждения, установленных в п. 3. Одновременно (аналогично п. 3) наблюдать и зарисовать формы импульсов токов и вид динамических характеристик. Частоту входного сигнала  $f$  менять в пределах от 170 до 230 кГц.

Экспериментальные ( $U_K$ ,  $I_{K0}$ ,  $I_{б0}$ ,  $I_{кон} = F(f)$ ) и расчетные ( $P_0$ ,  $P_1$ ,  $P_K$ ,  $\eta = F(f)$ ) зависимости свести в таблицу и построить соответствующие графики. Отметить на графиках области недонапряженного и перенапряженного режимов работы усилителя.

## **Часть 2. Исследование транзисторного генератора с внешним возбуждением со сложной схемой выхода**

### ***Цели работы:***

1. Исследование влияния связи между контурами на режим работы транзистора и энергетические характеристики ГВВ.

2. Снятие настроечной характеристики усилителя мощности со сложной схемой выхода.

3. Наблюдение осциллограмм токов и напряжений в контрольных точках усилителя мощности при различных режимах работы транзистора.

## Программа выполнения работы

1. «Собрать» усилитель со сложной схемой выхода, поставив переключатель S1 в положение 3, а S2 – в положение 2. При постоянных значениях напряжений смещения и возбуждения, установленных в п. 3 ч. 1, снять зависимости  $U_K$ ,  $I_{K0}$ ,  $I_{\beta 0}$  и  $U_H$  в функции от значения емкости связи между контурами  $C_{св2}$ , определяемой положениями переключателей S3 – S5 (см. далее).

S3	Выкл.	Вкл.	Выкл.	Вкл.	Выкл.	Вкл.	Выкл.	Вкл.
S4	Выкл.	Выкл.	Вкл.	Вкл.	Выкл.	Выкл.	Вкл.	Вкл.
S5	Выкл.	Выкл.	Выкл.	Выкл.	Вкл.	Вкл.	Вкл.	Вкл.
$C_{св2}$ , нФ	22	32	44	54	69	79	91	101

При каждом положении переключателей S3 – S5 необходимо подстраивать частоту сигнала возбуждения, добываясь резистивного характера входного сопротивления нагрузки транзистора. Контроль осуществлять с помощью двухлучевого осциллографа. При этом форма импульса эмиттерного тока должна быть симметричной, а середине импульса должно соответствовать минимальное напряжение на коллекторе транзистора. Определить значение емкости связи между контурами, вызывающее переход усилителя из недонапряженного режима работы в перенапряженный.

Экспериментальные данные  $U_K$ ,  $I_{K0}$ ,  $I_{\beta 0}$ ,  $U_H = F(C_{св2})$  и расчетные зависимости  $P_0$ ,  $P_H = F(C_{св2})$  свести в таблицу и построить соответствующие графики. Отметить, при каком режиме работы транзистора достигается максимальная мощность в нагрузке ( $P_H = U_H^2 / R_{K2}$ ,  $R_{K2} = 5 \text{ Ом}$ ).

2. Снять настроечные характеристики усилителя со сложной схемой выхода, т. е. зависимости  $U_K$ ,  $I_{K0}$ ,  $I_{\beta 0}$ ,  $U_H = F(f)$ . Эксперимент проводить при постоянных значениях напряжений смещения и возбуждения, установленных в п. 3 ч. 1, и емкости связи  $C_{св2}$ , обеспечивающей при настройке недонапряженный режим работы транзистора, а при расстройке – перенапряженный. Частоту входного сигнала изменять в пределах 170... 230 кГц. В ходе эксперимента наблюдать и зарисовывать формы импульсов эмиттерного тока.

Экспериментальные данные  $U_K, I_{K0}, I_{\bar{c}0}, U_H = F(f)$  и расчетные зависимости  $P_0, P_H = F(f)$  свести в таблицу и построить соответствующие графики. Отметить на графиках области недонапряженного и перенапряженного режимов работы усилителя. Сравнить полученные настроечные характеристики с характеристиками, снятыми в п. 4 ч. 1.

### Содержание отчета

1. Принципиальная схема исследуемого усилителя мощности.
2. Таблицы с данными экспериментов и расчетов.
3. Графики экспериментальных и расчетных зависимостей.
4. Осциллограммы импульсов токов и динамических характеристик.
5. Краткие выводы по работе.

### Контрольные вопросы и задания

1. Пользуясь упрощенной принципиальной электрической схемой на лицевой панели стенда, показать, по каким цепям протекают переменные и постоянные составляющие токов транзистора.
2. Объяснить назначение блокировочных и разделительных элементов в схеме ГВВ и сформулировать рекомендации по выбору их номиналов.
3. Объяснить уравнения баланса мощностей в коллекторной цепи ГВВ.
4. Дать рекомендации по выбору оптимального угла отсечки в ГВВ.
5. Дать определение граничного, недонапряженного и перенапряженного режимов работы и провести их сравнительный анализ.
6. Как изменится напряженность режима транзистора при увеличении (уменьшении) одного из напряжений ( $E_{\bar{c}}, U_{\bar{c}}, E_K$ )?
7. Объяснить ход нагрузочных и настроечных характеристик ГВВ.
8. Как изменяется форма импульсов коллекторного тока и режим работы транзистора при расстройке выходного (антенного) контура, если при настройке был слабоперенапряженный режим (при простой схеме выхода, при сложной схеме выхода)?
9. Провести сравнительный анализ ГВВ с простой и сложной схемами выхода с точки зрения: фильтрации высших гармоник, порядка настройки колебательной системы в выходной цепи транзистора, работы на ненастроенную нагрузку.



## Лабораторная работа № 2

### ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ С АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

#### Основные теоретические сведения

Передача информации связана с управлением каким-либо параметром электромагнитной волны (амплитудой, фазой, поляризацией и т. д.). Амплитудная модуляция (АМ) – один из простейших способов управления колебаниями, при котором по закону изменения модулирующего сигнала изменяется амплитуда высокочастотных (ВЧ) колебаний. Это достигается за счет использования в модулирующем каскаде нелинейных или параметрических элементов.

Реальные модулирующие сигналы являются случайными процессами, спектральная плотность которых  $S(\Omega)$  практически сосредоточена в ограниченной полосе частот  $\Omega_{\min} \dots \Omega_{\max}$ . Однако при настройке и испытаниях передатчиков используется модуляция одной частотой  $\Omega = 2\pi F$ . В этом случае выражение для модулированного тока имеет вид

$$i = (I_H + I_{\text{мод}} \cos \Omega t \cos \omega t) = I_H (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t, \quad (2.1)$$

где  $I_H$  – амплитуда тока в режиме молчания (несущей частоты);  $I_{\text{мод}}$  – амплитуда огибающей ВЧ-колебания;  $m = I_{\text{мод}}/I_H$  – коэффициент модуляции;  $\Omega = 2\pi F$  – угловая частота модуляции;  $\omega = 2\pi f$  – угловая частота ВЧ-колебания (несущей).

Временная диаграмма тонального АМ-колебания и соответствующий ей спектральный состав представлены на рис. 2.1, *a* и *б* соответственно. Спектр АМ-колебания (2.1) можно представить суммой составляющих трех частот:

$$i = I_H \cos \omega t + 0,5 m I_H \cos(\omega + \Omega)t + 0,5 m I_H \cos(\omega - \Omega)t. \quad (2.2)$$

При АМ различают следующие режимы и соответствующие им токи и мощности ВЧ-колебания:

а) режим несущей частоты (молчания) ( $m = 0$ )  $I_{\text{к1}} = I_{\text{к1н}}$ ,  $P_{1\text{н}} = 0,5 I_{\text{к1н}}^2 R_{\text{эк}}$ , где  $I_{\text{к1}}$  – амплитуда первой гармоники коллекторного тока

транзистора,  $P_{1H}$  – отдаваемая мощность в режиме несущей частоты,  $R_{ЭК}$  – эквивалентное сопротивление контура в коллекторной цепи;

б) максимальный (пиковый) режим  $I_{к1max} = I_{к1H}(1 + m)$ ,

$$P_{1max} = 0,5 I_{к1max}^2 R_{ЭК} = P_{1H}(1 + m)^2 \quad (2.3)$$

при  $m = 1$ ,  $P_{1max} = 4P_{1H}$ ;

в) минимальный режим  $I_{к1min} = I_{к1H}(1 - m)$ ,  $P_{1min} = P_{1H}(1 - m)^2$ ;

г) средний режим, который характеризуется значениями тока и мощности АМ-колебания, усредненными за период модулирующей частоты:

$$I_{к1cp} = I_{к1H}(1 + 0,5m^2)^{0,5}, \quad P_{1cp} = P_{1H}(1 + 0,5m^2). \quad (2.4)$$

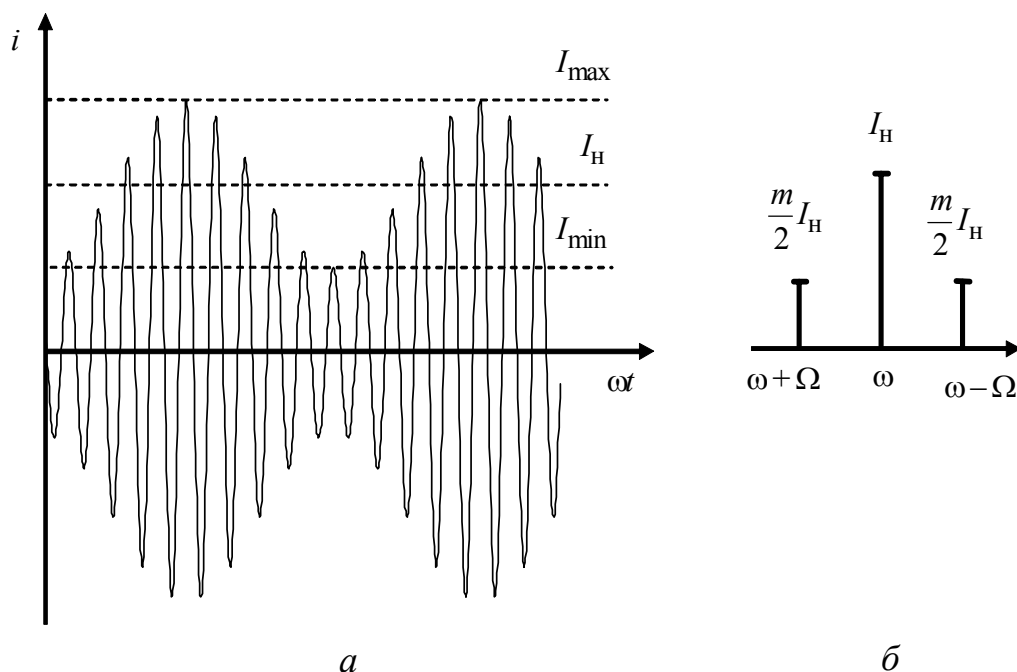


Рис. 2.1

Среднее значение мощности  $P_{1cp}$  равно сумме мощностей колебаний несущей частоты  $P_{1H}$  и двух боковых частот (полос)  $2P_{1б.п}$  (см. (2.2)), причем средняя мощность колебаний боковых полос при АМ мала по сравнению с мощностью в режиме несущей частоты ( $m_{cp} \leq 0,3 \dots 0,4$ ), хотя именно в них содержится информация о передаваемом сигнале:

$$P_{1б.п} = P_{1H} m_{cp}^2 / 2 \approx (0,05 \dots 0,1) P_{1H}. \quad (2.5)$$

Несмотря на это используемый в модулируемом каскаде транзистор должен обеспечивать мощность  $P_{1\max}$ . Выражения (2.3)–(2.5) показывают, что номинальная мощность транзисторов при АМ используется малоэффективно.

С целью повышения среднего уровня коэффициента модуляции  $m_{\text{ср}}$ , а значит, и повышения мощности боковых полос и КПД в связных передатчиках применяют клипирование – срезание пиков звукового сигнала в тракте модулятора и автоматическое изменение напряжения  $E_{\text{к}}$  и подводимой мощности  $P_0 = E_{\text{к}} I_{\text{к}0}$  к модулируемому генератору по закону огибающей передаваемого сигнала. Более значительное повышение энергетических показателей АМ-передатчиков и всей линии связи достигается при использовании однополосной модуляции, – в этом случае колебания несущей частоты и одной из боковых полос подавлены.

Амплитуда тока  $I_{\text{к}1}$  (и тока в контуре  $I_{\text{кон}}$ ) зависит от следующих параметров:  $I_{\text{к}1} = f(E_{\text{к}}, E_{\text{б}}, U_{\text{б}}, R_{\text{эк}})$ . Поэтому АМ можно осуществить, изменяя напряжения на электродах ГП или параметры нагрузки  $R_{\text{эк}}$ . В зависимости от электрода, на который подается модулирующее напряжение, в транзисторных генераторах различают следующие способы осуществления АМ: модуляцию смещением на базу транзистора (базовую модуляцию) и модуляцию напряжением источника коллекторного питания (коллекторную модуляцию).

Отличие формы огибающей АМ-колебания от формы модулирующего сигнала связано с нелинейными и частотными (линейными) искажениями. Качество модуляции оценивается на основе статических и динамических модуляционных характеристик (СМХ и ДМХ соответственно).

Статическая модуляционная характеристика – зависимость первой гармоники коллекторного тока  $I_{\text{к}1}$  или контурного тока  $I_{\text{кон}}$  от модулирующего фактора, т. е.  $E_{\text{к}}$  или  $E_{\text{б}}$ . При снятии СМХ напряжение модулирующего электрода ( $E_{\text{к}}$  или  $E_{\text{б}}$ ) изменяется настолько медленно, что искажения, присущие только динамическому режиму модуляции, отсутствуют. СМХ позволяет определить границы линейной модуляции, а следовательно, точку, соответствующую режиму несущей частоты, и оценить нелинейные искажения, возникающие в процессе модуляции.

Амплитудная динамическая модуляционная характеристика (АДМХ)  $m = f(U_{\text{мод}})$  – зависимость коэффициента модуляции  $m$  от амплитуды модулирующего напряжения  $U_{\text{мод}}$  (рис. 2.2) может быть получена из СМХ при отсутствии частотных искажений. Обычно она снимается для частоты модулирующего сигнала  $F = 400$  или  $1000$  Гц и дает возможность определить его допустимый динамический диапазон. При малых значениях напряжения модуляции  $U_{\text{мод}} < U_{\text{мод min}}$  глубина модуляции может оказаться меньше паразитной (фон, шумы).

При больших значениях напряжения модуляции  $U_{\text{мод}} > U_{\text{мод max}}$  захватываются участки верхнего и нижнего загибов СМХ, что приводит к появлению верхнего загиба в АДМХ. АДМХ снимается, как правило, для отрицательных  $m_- = f(U_{\text{мод}})$  и положительных  $m_+ = f(U_{\text{мод}})$  полупериодов огибающей радиосигнала. Совпадение этих характеристик свидетельствует о правильности выбора режима несущей частоты, соответствующего середине линейного участка.

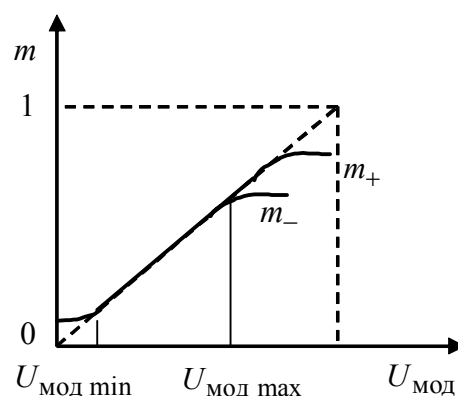


Рис. 2.2

Частотные искажения оцениваются частотной и фазочастотной модуляционными характеристиками (ЧМХ и ФМХ). ЧМХ передатчика  $m = f(F)$  – зависимость коэффициента модуляции АМ-колебаний в нагрузке от модулирующей частоты при постоянном уровне напряжения  $U_{\text{мод}}$  на выходе модулятора. Она снимается, как правило, при двух значениях напряжения  $U_{\text{мод}}$ , соответствующих коэффициентам модуляции 50 и 90 % на средних частотах модулирующего сигнала.

Одна из причин частотных искажений связана с неравномерностью частотной характеристики входного сопротивления выходной согласующей цепи генератора в полосе частот, занимаемой сигналом. При этом глубина модуляции напряжения на нагрузке отличается от глубины модуляции коллекторного тока, так как различен коэффициент передачи согласующей цепи для спектральных составляющих боковых полос и несущей частоты.

Если согласующая цепь выполнена в виде одиночного колебательного контура, то в ЧМХ наблюдается спад на верхних частотах, так как для спек-

тральных составляющих с частотами  $\omega \pm \Omega$   $Z_{\text{эк}}$  меньше, чем для составляющей несущей частоты (рис. 2.3).

В случае многоконтурной согласующей цепи может наблюдаться некоторый подъем ЧМХ в области верхних частот модуляции. Отмеченные частотные искажения становятся заметными в передатчиках длинных и средних волн, а также в диапазоне метровых волн при широком спектре модулирующего сигнала.

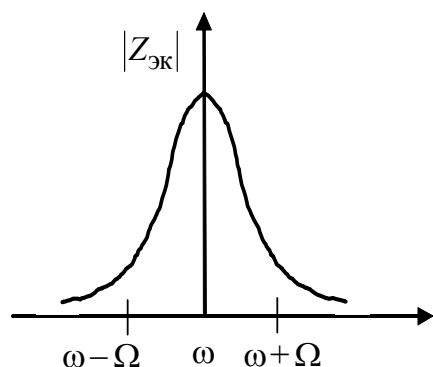


Рис. 2.3

он подается, имеет частотно-зависимый коэффициент передачи.

**Базовая модуляция.** При базовой модуляции смещением напряжение смещения изменяется по закону модулирующего сигнала:

$$u_{\text{б}} = E_{\text{б.н}} + U_{\text{мод}} \cos \Omega t.$$

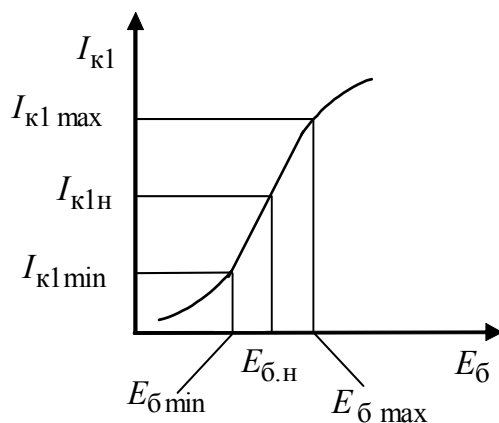


Рис. 2.4

В процессе модуляции изменяется как амплитуда импульса коллекторного тока, так и угол отсечки  $\theta$ , причем относительно линейная зависимость  $I_{\text{к1}} = f(E_{\text{б}})$  (СМХ) (рис. 2.4) получается в недонапряженном режиме, что следует из эквивалентной схемы коллекторной цепи генератора для этого режима, представляемой в виде генератора тока.

При больших значениях  $E_{\text{б}}$  генератор переходит в перенапряженный режим, в котором ток  $I_{\text{к1}}$  практически не зависит от напряжения  $E_{\text{б}}$ , и поэтому данный режим не может использоваться при модуляции смещением на базу транзистора.

В пиковой точке СМХ (максимальный режим) генератор рассчитывается в граничном или в слегка недонапряженном режиме. Используя кусочно-линейную аппроксимацию характеристик ГП, можно получить аналитическое выражение для СМХ. Для этого используют данные расчета генератора в граничном режиме, соответствующем пиковой точке модуляции.

При уменьшении напряжения  $E_{\sigma}$  угол отсечки  $\theta$  уменьшается и становится при  $m = 1$  равным  $\theta_{\min} = 0$  при  $E_{\sigma} = E_{\sigma \min}$ . Напряжение  $E_{\sigma \min}$ , соответствующее нулевому режиму, определяется соотношением  $E_{\sigma \min} = E_{\sigma 0} - U_{\sigma}$ , где  $E_{\sigma 0}$  – напряжение приведения (отпираания транзистора).

Для того чтобы нелинейные искажения модулирующего сигнала, обусловленные нелинейностью СМХ, были низкими, а энергетические показатели генератора по возможности высокими, угол отсечки  $\theta$  в режиме максимальной мощности выбирается равным  $110 \dots 120^\circ$ . В этом случае СМХ имеет симметричный вид и четные гармоники в огибающей АМ-сигнала будут минимальными. Реальные СМХ отличаются от расчетных из-за нелинейности реальных характеристик ГП в области изгибов.

Для анализа энергетических показателей АМ-генераторов удобно воспользоваться линейной аппроксимацией СМХ и зависимости  $I_{k0} = f(E_{\sigma})$ . В этом случае соотношения для расчета мощностей и КПД в режиме несущей частоты и в других точках СМХ просты и наглядны:

$$P_{0H} = P_{0\max} / (1 + m); P_{1H} = P_{1\max} / (1 + m)^2; P_{кH} = P_{0H} - P_{1H}; \\ \eta_H = \eta_{\max} / (1 + m); \xi_H = \xi_{\max} / (1 + m).$$

КПД генератора с базовой модуляцией сдвижением пропорционален  $\xi_H$  и, следовательно, в режиме несущей частоты при  $m = 1$  уменьшается в два раза.

КПД при модуляции несколько возрастает, так как  $I_{a0H} = I_{a0cp}$  и  $P_{0H} = P_{0cp}$ , а полезная мощность  $P_{1cp}$  возрастает за счет появления боковых составляющих в спектре сигнала (2.4), (2.5):

$$\eta_{cp} = \eta_H (1 + 0,5m^2); P_{к.ср} = P_{0cp} - P_{1cp}.$$

Однако указанное возрастание КПД незначительно, поскольку средний коэффициент модуляции речевыми сигналами мал. Поэтому расчет мощности, рассеиваемой на коллекторе транзистора, необходимо проверять в ре-

жиме несущей частоты. В силу низкого КПД в режиме несущей частоты базовая модуляция оказывается энергетически неэффективной.

Так как генератор при рассматриваемом способе модуляции работает в недонапряженном режиме, уровень базовых токов мал, что обуславливает малую мощность модулятора. Следует учитывать, что нагрузкой модулятора служит цепь базы модулируемого каскада, по которой протекает постоянная составляющая базового тока, изменяющаяся с изменением коэффициента модуляции  $m$  по нелинейному закону, т. е. модулятор работает на нелинейную нагрузку. Это обуславливает возникновение нелинейных искажений модулирующего сигнала непосредственно на базе модулируемого транзистора. Для уменьшения нелинейных искажений необходимо уменьшать выходное сопротивление модулятора и снижать базовый ток. Выходная мощность модулятора определяется исходя из значения базового тока в максимальном режиме  $P_{\text{мод}} = 0,5U_{\text{мод}} I_{\text{б0мод max}}$ . Для устранения эффекта базовой демодуляции, возникающего при автоматическом смещении, и уменьшения нелинейных искажений напряжение смещения должно быть фиксированным.

ЧМХ генератора имеет спад в области низких и верхних частот. Во всех видах АМ модуляционный трансформатор может определять спад коэффициента модуляции  $m(F)$  как со стороны нижних частот ввиду ограниченности индуктивности намагничивания, так и со стороны верхних частот из-за влияния паразитных емкостей и индуктивностей рассеяния. Необходимо учитывать и влияние на ЧМХ генератора в области нижних частот параметров сглаживающих фильтров источников питания и блокировочных элементов. В области верхних частот спад ЧМХ связан с влиянием блокировочных элементов в цепи базы, шунтирующих выход модулятора, а также с неравномерностью частотной характеристики сопротивления согласующей цепи в полосе частот, занимаемой АМ-сигналом.

**Коллекторная модуляция.** В передатчиках большой и средней мощности широко используется коллекторная модуляция, что объясняется ее высокой энергетической эффективностью по сравнению с базовой.

При коллекторной модуляции последовательно в цепь источника постоянного напряжения  $E_{\text{к}}$  подается модулирующее напряжение  $U_{\text{мод}}$  с выхода модулятора. При однотономном модулирующем сигнале коллекторное напряжение определяется выражением

$$E_K = E_{K.H} + U_{K.Мод} \cos \Omega t = E_{K.H} [1 + (U_{K.Мод}/E_{K.H}) \cos \Omega t] = E_{K.H} (1 + m \cos \Omega t). \quad (2.6)$$

Анализ влияния коллекторного напряжения на коллекторный ток показывает, что линейная зависимость составляющих тока  $I_{K1}$  и  $I_{K0}$  от напряжения  $U_{Мод}$  наблюдается в перенапряженном режиме (рис. 2.5). Поэтому при модуляции одним тоном первая гармоника  $I_{K1}$  и постоянная составляющая  $I_{K0}$  изменяются практически по одному закону:

$$I_{K1} = I_{K1H}(1 + m \cos \Omega t); \quad I_{K0} = I_{K0H}(1 + m \cos \Omega t). \quad (2.7)$$

Глубокая коллекторная модуляция ( $m = 1$ ) осуществляется в перенапряженном режиме, а граничный (или слегка перенапряженный) режим устанавливается в максимальной точке СМХ. С учетом (2.6) и (2.7)

$$\eta = P_1/P_0 = 0,5(I_{K1}/I_{K0})I_{K1} R_{ЭК}/E_K = 0,5 \gamma \xi = \text{const}, \quad (2.8)$$

т. е.  $\eta_{ср} = \eta_H = \eta_{\max} = 0,75 \dots 0,8$ .

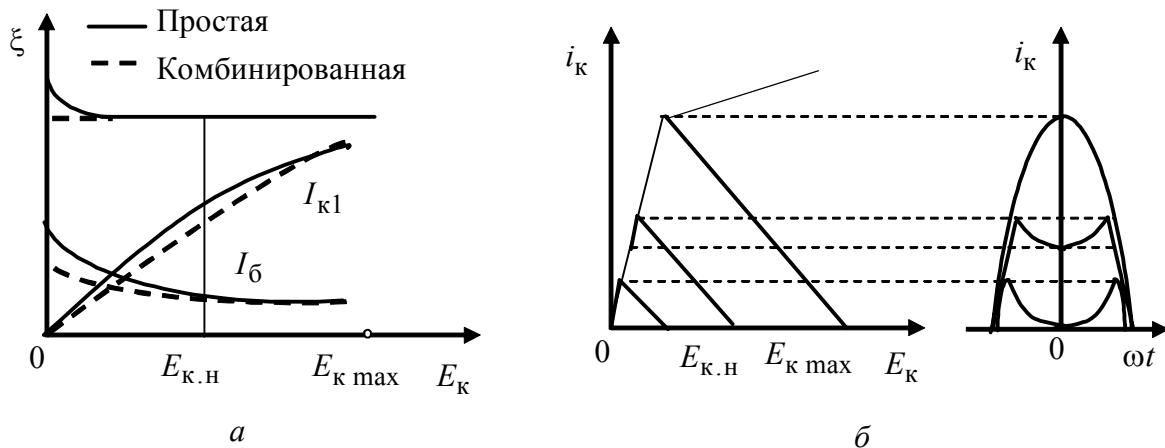


Рис. 2.5

Именно поэтому коллекторная модуляция используется в выходных каскадах мощных радиопередающих устройств, определяющих их полный КПД.

Однако в чистом виде коллекторная модуляция каскадов практически не используется из-за возрастания напряженности режима работы вблизи  $E_K = 0$ , резкого возрастания базовых токов и нелинейности СМХ (рис. 2.5, а).



Недостатком коллекторной модуляции является большая мощность модулятора.

В коллекторном токе ВЧ-генератора  $I_{к0}(\Omega t)$  содержатся постоянная составляющая  $I_{к0н}$  и переменная составляющая модулирующей частоты  $I_{к.мод} = m I_{к0н}$ . Средняя мощность, потребляемая коллекторной цепью генератора при изменяющемся напряжении  $E_{к}(\Omega t)$  и токе  $I_{к0}(\Omega t)$  за период модулирующей частоты:

$$P_{0\text{ ср}} = E_{к.н} I_{к0н} + 0,5 m^2 E_{к.н} I_{к0н} = P_{0н} (1 + 0,5 m^2). \quad (2.9)$$

Следовательно, мощность, отдаваемая ВЧ-генератору источником постоянного напряжения, равна  $P_{0н}$ , а мощность, отдаваемая модулятором,  $P_{1\text{ мод}} = 0,5 m^2 P_{0н}$ . При  $m = 1$   $P_{0\text{ ср}} = 1,5 P_{0н}$ , а  $P_{1\text{ мод}} = P_{1\text{ мод max}} = 0,5 P_{0н}$ .

Эквивалентное сопротивление нагрузки модулятора  $R_{\text{мод}} = U_{к.мод} / I_{к.мод} = m E_{к.н} / m I_{к0н} = \text{const}$ .

Сопротивление  $R_{\text{мод}}$  не зависит от глубины модуляции, что обуславливает малые нелинейные искажения. При модуляции возрастают средняя мощность АМ-колебаний  $P_{1\text{ ср}} = P_{1н} (1 + 0,5 m^2)$ , подводимая мощность (2.9) и мощность, рассеиваемая на коллекторе. Так как КПД остается постоянным (2.8),  $P_{к.ср} = P_{0\text{ ср}} - P_{1\text{ ср}} = P_{к.н} (1 + 0,5 m^2)$ . Следовательно, при коллекторной модуляции средний режим, а не режим несущей частоты (как при базовой) определяет тепловой режим коллектора транзистора. В максимальном режиме при  $m = 1$  коллекторное напряжение должно выбираться из условия  $E_{к\text{ max}} = E_{к.н} (1 + m) < E_{\text{доп}}$ , где  $E_{\text{доп}}$  – максимально допустимое напряжение источника коллекторного питания (рис. 2.5). Вследствие этого в максимальном режиме транзистор при коллекторной модуляции отдает практически такую же мощность, как и при базовой.

В транзисторных радиопередатчиках обычно используются комбинированные виды модуляции: комбинированная коллекторно-базовая за счет автосмещения в базовой цепи, тройная коллекторная модуляция с принудительной коллекторной модуляцией окончного и предоконечного каскадов и с автоматической – в базе окончного каскада, а также автоматическая коллекторная модуляция, аналогичная автоанодной модуляции. Угол отсечки

коллекторного тока в максимальном режиме выбирается в пределах  $80^\circ < \theta < 90^\circ$ .

### Описание лабораторного стенда

Лабораторный стенд предназначен для исследования методов осуществления амплитудной модуляции в резонансном усилителе мощности, выполненном на биполярном транзисторе КТ602, с простой схемой выходной цепи. Упрощенная схема усилителя и необходимые вспомогательные элементы представлены на лицевой панели лабораторного стенда. Стенд позволяет исследовать базовую модуляцию смещением (ч. 1 лабораторной работы), коллекторную модуляцию и комбинированную коллекторную модуляцию с автоматической базовой модуляцией (ч. 2).

Любая из исследуемых схем осуществления амплитудной модуляции может быть реализована подключением генератора модулирующего сигнала к базовой или к коллекторной цепи транзисторного усилителя мощности с помощью переключателей S1 и S2.

Лабораторный стенд наряду с исследуемым устройством содержит регулируемые по амплитуде генераторы сигнала возбуждения и модулирующего сигнала и мультиметр, позволяющий измерять токи и напряжения в контрольных точках исследуемого устройства, а также коэффициент модуляции выходного сигнала. При измерении переменных токов и напряжений выводятся их **амплитудные** значения.

Мультиметр подключается к необходимой контрольной точке схемы с помощью кнопок, расположенных под жидкокристаллическим дисплеем, отображающим измеряемую величину и ее значение. Средняя кнопка предназначена для выделения информации, относящейся к выполняемому пункту лабораторной работы. Левая и правая кнопки позволяют «перелистывать» страницы дисплея назад и вперед в пределах этого пункта.

Генератор модулирующего сигнала «ГЕНЕРАТОР G1» обеспечивает дискретное изменение частоты от 10 Гц до 8 кГц (16 значений) и плавную регулировку амплитуды с помощью кнопок ▼ и ▼ и потенциометра «УРОВЕНЬ» соответственно.

Генератор входного сигнала возбуждения формирует синусоидальный сигнал с частотой 200 кГц, амплитуда которого плавно регулируется с помощью аттенюатора «ГЕНЕРАТОР G2».

Регулировка базового смещения и напряжения коллекторного питания осуществляется с помощью потенциометров  $E_{\text{б}}$  и  $E_{\text{к}}$ .

Переключатели S1 и S2 управляются с помощью кнопок управления, расположенных в нижней части лицевой панели стенда, однократным нажатием на кнопку и удержанием ее в течение 0,5 с. Текущее положение любого переключателя индицируется зажиганием соответствующего светодиода.

В лабораторном стенде предусмотрена возможность подключения двухлучевого осциллографа к необходимым контрольным точкам с помощью соответствующих разъемов, выведенных на заднюю панель стенда. При этом кнопками управления  $\blacktriangledown$  и  $\blacktriangledown$  («КАНАЛ 1» и «КАНАЛ 2») на каждый из каналов осциллографа можно независимо выводить осциллограммы токов и напряжений, список которых приведен в поле «ОСЦИЛЛОГРАФ». Конкретный вид выводимого сигнала индицируется зажиганием соответствующего светодиода. В левом верхнем углу лицевой панели расположен выключатель «СЕТЬ», обеспечивающий включение и выключение стенда.

## **Часть 1. Исследование базовой модуляции смещением**

### ***Цели работы:***

1. Изучение принципов построения и работы схемы осуществления базовой модуляции смещением.
2. Знакомство с методами определения основных качественных характеристик устройств формирования амплитудно-модулированного сигнала.
3. Изучение статических модуляционных характеристик при базовой модуляции смещением.
4. Изучение амплитудных и частотных динамических модуляционных характеристик при базовой модуляции смещением.

### **Программа выполнения работы**

1. Ознакомиться с расположением органов управления стендом и поставить потенциометры, регулирующие уровни напряжений смещения, коллекторного питания, модулирующего сигнала и возбуждения, в крайнее левое положение. Включить для прогрева лабораторный стенд и осциллограф. На экране жидкокристаллического дисплея в правой верхней части лицевой

панели должна появиться надпись, подтверждающая работоспособность встроенного мультиметра, а на светодиодном индикаторе установки частоты генератора модулирующего сигнала высветится текущее значение частоты. Перед началом работы, нажимая кнопки клавиатуры мультиметра, следует изучить последовательность вывода информации на экран ЖКД.

2. «Собрать» схему осуществления базовой модуляции смещением, поставив переключатели S1 и S2 в положение 1. Снять статическую модуляционную характеристику СМХ, т. е. зависимость амплитудного значения тока контура  $I_{\text{кон}}$  в функции от напряжения смещения на базе  $E_{\text{б}}$ :  $I_{\text{кон}} = f(E_{\text{б}})$ , а также зависимость постоянной составляющей тока коллектора транзистора  $I_{\text{к0}}$  от  $E_{\text{б}}$ . Эксперимент проводится при постоянных значениях напряжения коллекторного питания  $E_{\text{к}}$ , амплитуде напряжения возбуждения  $U_{\text{б}} = 0,5$  В, напряжения модуляции  $U_{\Omega} = 0$ . Напряжение  $E_{\text{к}}$  выбрать таким, чтобы при  $E_{\text{б}} = 0,65$  В и  $U_{\text{б}} = 0,5$  В наблюдался граничный режим работы транзистора. Напряжение смещения  $E_{\text{б}}$  изменять в пределах, соответствующих изменениям тока  $I_{\text{к0}}$  от 2 до 30...40 мА. Построить график СМХ и из построенной зависимости  $I_{\text{кон}} = f(E_{\text{б}})$  определить напряжение смещения в режиме несущей частоты  $E_{\text{б.н}}$ , равное напряжению  $E_{\text{б}}$ , соответствующему середине линейного участка СМХ. Определить также максимальное значение модулирующего напряжения  $U_{\Omega\text{max}}$ , при котором коэффициент модуляции  $m = 1$ . Обратит внимание на изменение формы импульса эмиттерного тока транзистора и зарисовать ее для случаев:  $E_{\text{б}} < E_{\text{б.н}}$ ,  $E_{\text{б}} = E_{\text{б.н}}$ ,  $E_{\text{б}} > E_{\text{б.н}}$ . Наблюдать на экране осциллографа СМХ, для чего на вход вертикального усилителя Y подать сигнал, пропорциональный току контура, а на вход горизонтального усилителя X – модулирующему напряжению  $U_{\Omega}$ . Частоту модулирующего сигнала установить равной 400 Гц. Обратит внимание на различия в статических модуляционных характеристиках, снятых при  $E_{\text{б}} < E_{\text{б.н}}$ ,  $E_{\text{б}} = E_{\text{б.н}}$ ,  $E_{\text{б}} > E_{\text{б.н}}$  и  $U_{\Omega} = U_{\Omega\text{max}}$ .

3. Снять амплитудную динамическую модуляционную характеристику ДМХ, т. е. зависимость коэффициента модуляции  $m$  от уровня модулирующего напряжения  $U_{\Omega}$ . Эксперимент проводится при частоте модулирующего сигнала  $F = 1$  кГц, выбранном  $E_{\text{к}}$  и  $U_{\text{б}} = 0,5$  В. Измерить два значения  $m$ :

$m_-$  и  $m_+$ , соответствующие нижней и верхней полуволнам огибающей. По полученным зависимостям построить графики  $m_-$ ,  $m_+ = f(U_\Omega)$ .

4. Снять частотную ДМХ, т. е. зависимость коэффициента модуляции  $m$  от частоты модулирующего напряжения  $F$ . Эксперимент проводится при постоянной амплитуде модулирующего сигнала, обеспечивающей значение  $m = 0,5$  на частоте  $F = 1$  кГц и  $U_\Omega = 0,5$  В. По полученным зависимостям построить графики  $m = f(F)$ .

## Часть 2. Исследование коллекторной модуляции

### Цели работы:

1. Изучение принципов построения и работы схемы осуществления простой и комбинированной коллекторных модуляций.
2. Знакомство с методами определения основных качественных характеристик устройств формирования амплитудно-модулированного сигнала.
3. Изучение статических модуляционных характеристик рассматриваемых схем осуществления коллекторной модуляции.
4. Изучение амплитудных и частотных динамических модуляционных характеристик при коллекторной модуляции.

### Программа выполнения работы

1. Повторить операции, описанные в п. 1 первой части лабораторной работы.
2. «Собрать» схему осуществления коллекторной модуляции, поставив переключатели S1 и S2 в положение 2. Снять статическую модуляционную характеристику, т. е. зависимость действующего значения тока контура  $I_{\text{кон}}$  в функции от напряжения источника коллекторного питания  $E_K$ :  $I_{\text{кон}} = f(E_K)$ , а также зависимости от  $E_K$  постоянной составляющей тока коллектора транзистора  $I_{K0}$ . Эксперимент проводится при постоянных значениях напряжения смещения на базе транзистора  $E_B = 0,65$  В, напряжения модуляции  $U_\Omega = 0$ . Установить  $E_K = 2$  В и определить максимально возможную амплитуду напряжения возбуждения  $U_B$ . В дальнейших экспериментах под-

держивать ее равной полученному значению (но не более 0,5 В). Напряжение  $E_K$  изменять в пределах от 2 до 10 В. Построить график СМХ и из построенной зависимости  $I_{\text{кон}} = f(E_K)$  определить напряжение источника коллекторного питания  $E_{K.н}$  в режиме несущей частоты, равное напряжению коллекторного питания  $E_K$ , соответствующему середине линейного участка СМХ. Определить также максимальное значение модулирующего напряжения  $U_{\Omega \text{max}}$ , при котором коэффициент модуляции  $m = 1$ . Обратить внимание на изменение формы импульса эмиттерного тока транзистора и зарисовать ее для случаев  $E_K = E_{K.н}$  и  $E_K = E_{K.н} + U_{\Omega \text{max}}$ . Наблюдать на экране осциллографа СМХ, для чего на вход вертикального усилителя  $Y$  подать сигнал, пропорциональный току контура, а на вход горизонтального усилителя  $X$  – сигнал, пропорциональный модулирующему напряжению  $U_{\Omega}$ . Обратить внимание на отличия в статических модуляционных характеристиках, наблюдаемых при  $E_K < E_{K.н}$ ,  $E_K = E_{K.н}$  и  $E_K > E_{K.н}$ . Во всех случаях установить  $U_{\Omega} = U_{\Omega \text{max}}$ , а частоту модулирующего сигнала – равной 400 Гц.

3. Снять амплитудную динамическую модуляционную характеристику, т. е. зависимость коэффициента модуляции  $m$  от уровня модулирующего напряжения  $U_{\Omega}$ . Эксперимент проводится при частоте модулирующего сигнала  $F = 1$  кГц,  $E_K = E_{K.н}$ ,  $E_{\text{б}} = 0,65$  В и  $U_{\text{б}}$ , найденном в п. 2. Измеряются два значения  $m$ :  $m_-$  и  $m_+$ , соответствующие нижней и верхней полуволнам огибающей. По полученным зависимостям построить графики  $m_-$ ,  $m_+ = f(U_{\Omega})$ .

4. Снять частотную ДМХ, т. е. зависимость коэффициента модуляции  $m$  от частоты модулирующего напряжения  $F$ . Эксперимент проводится при постоянной амплитуде модулирующего сигнала, обеспечивающей значение  $m = 0,5$  на частоте  $F = 1$  кГц,  $E_K = E_{K.н}$ ,  $E_{\text{б}} = 0,65$  В и  $U_{\text{б}}$ , определенном в п. 2. По полученным зависимостям построить графики  $m = f(F)$ .

5. Снять статическую модуляционную характеристику, т. е. зависимость значения тока контура  $I_{\text{кон}}$  в функции от напряжения источника коллекторного питания  $E_K$ , для случая комбинированной коллекторной модуляции. Для этого, поставив переключатель S2 в положение 4, установить  $E_K = 10$  В,  $E_{\text{б}} = 0,65$  В и  $U_{\text{б}}$  – из п. 2. Далее, не изменяя положение потен-

циометра  $E_{\bar{6}}$ , снять зависимости  $I_{\text{кон}} = f(E_{\text{к}})$ . Результаты эксперимента сравнить с данными, полученными в п. 2.

6. Исследовать эффективность ограничения базового тока при использовании автосмещения в базовой цепи. Для этого, поставив переключатель S2 в положение 2, установить  $E_{\text{к}} = 10 \text{ В}$ ,  $E_{\bar{6}} = E_{\bar{6}0} = 0,65 \text{ В}$  и определенное ранее  $U_{\bar{6}}$ . Далее, не изменяя положение потенциометра  $E_{\bar{6}}$ , снять зависимости  $E_{\bar{6}} = f(E_{\text{к}})$  уменьшая  $E_{\text{к}}$  до 2 В. По полученным экспериментальным данным определить изменение постоянной составляющей тока базы, пользуясь соотношением  $\Delta I_{\bar{6}0} = (E_{\bar{6}0} - E_{\bar{6}}) / R_{\bar{6}}$ . Построить зависимости  $\Delta I_{\bar{6}0} = f(E_{\text{к}})$  и  $E_{\bar{6}} = f(E_{\text{к}})$ . Повторить эксперимент для положений 3 и 4 переключателя S2. Значения сопротивления  $R_{\bar{6}}$  для положений 2, 3 и 4 составляют 200, 510 и 1000 Ом соответственно.

7. Снять амплитудную динамическую модуляционную характеристику, т. е. зависимость коэффициента модуляции  $m$  от уровня модулирующего напряжения  $U_{\Omega}$ . Эксперимент проводится при частоте модулирующего сигнала  $F = 1 \text{ кГц}$ ,  $E_{\text{к}} = E_{\text{к.н}}$  и  $U_{\bar{6}}$  – из п. 2. Переключатель S2 должен находиться в положении 4. Напряжение смещения на базе  $E_{\bar{6}} = 0,65 \text{ В}$  устанавливается при  $E_{\text{к}} = 10 \text{ В}$ ,  $U_{\Omega} = 0$  и в дальнейшем не корректируется.  $E_{\text{к.н}}$  определяется СМХ, снятой в п. 5. Измеряются два значения  $m$ :  $m_{-}$  и  $m_{+}$ , соответствующие нижней и верхней полуволнам огибающей. По полученным зависимостям построить графики  $m_{-}$ ,  $m_{+} = f(U_{\Omega})$  и сравнить их с соответствующими зависимостями, полученными в п. 3.

### Содержание отчета

1. Принципиальная схема модулируемого каскада.
2. Таблицы и соответствующие графики экспериментальных данных.
3. Краткие выводы.

### Контрольные вопросы и задания

1. В каких режимах с точки зрения напряженности осуществляется базовая модуляция смещением и коллекторная модуляция и почему?
2. Можно ли осуществить модуляцию в режиме колебаний 1-го рода?

3. Каким выбирают угол отсечки коллекторного тока в режиме максимальной мощности ( $\theta_{\max}$ ) при базовой и коллекторной модуляциях?
4. Как изменяются параметры импульсов коллекторного тока при изучаемых в работе видах модуляции?
5. Что является нагрузкой модулятора и как рассчитать его мощность?
6. Какие характеристики АМ-сигнала определяет амплитудная динамическая модуляционная характеристика?
7. Пользуясь принципиальной схемой лабораторного макета, объяснить ход частотных динамических модуляционных характеристик при изучаемых в работе видах модуляции.
8. Почему в транзисторных радиопередатчиках обычно используются комбинированные виды коллекторной модуляции?
9. Из каких условий выбирается постоянная времени цепочки базового автосмещения при комбинированной коллекторной модуляции?

### **Лабораторная работа № 3**

## **ИССЛЕДОВАНИЕ АВТОГЕНЕРАТОРОВ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ**

### **Основные теоретические сведения**

Автогенераторы (АГ), так же как и генераторы с внешним возбуждением, являются преобразователями энергии постоянного тока в энергию электромагнитных колебаний высокой частоты. В то же время принципиальным отличием АГ от ГВВ является то, что в них сигнал возбуждения не подается на генераторный прибор от внешнего источника, а частота и амплитуда генерируемых колебаний определяются только свойствами самих АГ.

АГ находят широкое применение в возбудителях радиопередатчиков, гетеродинах приемников, в радиолокационной и радионавигационной аппаратуре, в устройствах измерительной техники, установках промышленного использования токов высоких и сверхвысоких частот и т. п. Естественно, что и требования, предъявляемые к АГ в зависимости от их назначения, могут быть самыми разнообразными. Однако основным требованием, практически всегда предъявляемым к АГ вне зависимости от области его применения, является стабильность частоты генерируемых им колебаний.



Во многих случаях АГ должен допускать возможность целенаправленного изменения частоты генерируемых колебаний, например при переходе передатчика с одной рабочей частоты на другую, или в случае использования различных видов угловой модуляции или манипуляции.

Основными элементами АГ гармонических колебаний, так же как и ГВВ, являются генераторный прибор (ГП) и колебательная система (КС). В качестве ГП обычно используются трех- и четырехполюсные генераторные приборы (биполярные и полевые транзисторы, электронные лампы, микро-схемы, многокаскадные усилители) или двухполюсные ГП (диоды Ганна, лавинно-пролетные и туннельные диоды). Вне зависимости от типа используемого ГП его назначение – компенсировать затухание колебаний в КС за счет введения в нее порций энергии от источника питания постоянного тока, что можно трактовать как подключение к КС отрицательного дифференциального сопротивления, компенсирующего сопротивление потерь. В случае использования двухполюсного ГП источник питания обеспечивает его работу на участке вольт-амперной характеристики с отрицательной крутизной. В трехполюсных ГП отрицательная крутизна их динамических характеристик в выходной системе координат создается за счет внешней положительной обратной связи.

В лабораторной работе исследуются АГ с положительной обратной связью (ОС). Обобщенная схема таких АГ может быть представлена в виде каскадного соединения двух четырехполюсников, первым из которых является ГП, а вторым – КС. При этом выходные клеммы КС следует соединить с входными клеммами ГП (рис. 3.1).

При разомкнутом ключе схема на рис. 3.1 полностью совпадает со схемой генератора с внешним возбуждением. Если на вход такого генератора подается гармоническое напряжение с комплексной амплитудой  $\dot{U}_{\text{ВХ}}$ , а параметры колебательной системы выбраны так, что в установившемся режиме выполняется равенство

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ КС}} = \dot{U}_{\text{ВХ}}, \quad (3.1)$$

то одновременное отключение источника возбуждения от ГП и замыкание ключа не должно, по крайней мере в первый момент, привести к изменению токов и напряжений в схеме. Иными словами, генератор останется в состоя-

нии равновесия. Обозначив  $\dot{U}_{\text{ВЫХ КС}}/\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = -\dot{K}_{\text{ОС}}$  и учитывая, что  $\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = -Z_{\text{Н}}\dot{I}_{\text{ВЫХ1}}$ , а  $\dot{I}_{\text{ВЫХ1}} = \dot{S}_1\dot{U}_{\text{ВХ}}$ , из (3.1) нетрудно найти

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ КС}} = \dot{S}_1\dot{U}_{\text{ВХ}} Z_{\text{Н}} \dot{K}_{\text{ОС}} \quad (3.1a)$$

и представить уравнение равновесия в следующем виде:

$$\dot{S}_1 Z_{\text{Н}} \dot{K}_{\text{ОС}} = 1, \quad (3.1б)$$

где  $Z_{\text{Н}}$  – комплексное входное сопротивление КС,  $\dot{K}_{\text{ОС}}$  – коэффициент обратной связи,  $\dot{S}_1$  – средняя крутизна ГП.

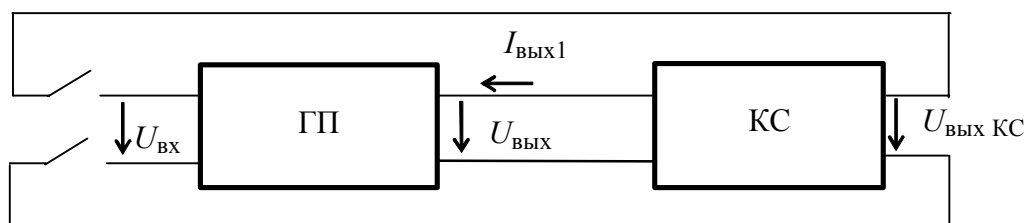


Рис. 3.1

Часто более удобной оказывается другая запись уравнения (3.1б):

$$\dot{S}_1 Z_{\text{У}} = 1. \quad (3.2)$$

Здесь  $Z_{\text{У}} = Z_{\text{Н}} \dot{K}_{\text{ОС}}$  – управляющее сопротивление, представляющее собой параметр, характеризующий свойства линейной части АГ и имеющий размерность сопротивления.

В общем случае все сомножители, входящие в (3.1б), являются комплексными, что позволяет представить его в виде двух вещественных уравнений:

$$S_1 |Z_{\text{Н}}| K_{\text{ОС}} = 1, \quad (3.3)$$

$$\varphi_S + \varphi_{\text{Н}} + \varphi_{\text{ОС}} = 2\pi n, \quad n = 0, 1, 2, \dots, \quad (3.4)$$

где  $\varphi_S$ ,  $\varphi_{\text{Н}}$ ,  $\varphi_{\text{ОС}}$  – соответственно фазовые углы средней крутизны, эквивалентного сопротивления КС и коэффициента обратной связи.

Аналогичным образом можно поступить и используя запись уравнения равновесия в форме (3.2), т. е.

$$S_1 |Z_{\text{У}}| = 1, \quad (3.3a)$$

$$\varphi_s + \varphi_y = 2\pi n, \quad n = 0, 1, 2, \dots, \quad (3.4a)$$

где  $\varphi_s = \varphi_n + \varphi_{OC}$ .

Уравнения (3.3) и (3.3a) носят название уравнений баланса амплитуд, а (3.4) и (3.4a) – баланса фаз. Для большинства схем автогенераторов  $n = 0$ . Исключение составляют АГ, в которых сигнал в цепях ГП и КС запаздывает на один или несколько периодов.

Приведенные уравнения равновесия при любой форме их записи показывают только возможность существования в АГ стационарного состояния, и в этом смысле их выполнение является необходимым, но не достаточным условием для длительного существования колебаний. Решить последний вопрос можно только на основе исследования устойчивости состояния равновесия.

Поскольку переменные, входящие в состав уравнений баланса амплитуд и баланса фаз, зависят как от амплитуды колебаний, так и от частоты, определение значений токов и напряжений в схеме АГ и значения частоты генерируемых им колебаний требует совместного решения уравнений (3.3) и (3.4) или (3.3a) и (3.4a). Однако обычно частота генерируемого сигнала близка к собственной резонансной частоте КС, что позволяет сначала при известной частоте определить  $S_1$ ,  $K_{OC}$  и  $|Z_n|$  и найти амплитуду колебаний, а затем, зная ее, решить уравнения (3.4) или (3.4a) и уточнить значение частоты.

С учетом изложенного, при анализе устойчивости состояния равновесия также отдельно рассматриваются вопросы устойчивости амплитуды колебаний и их частоты.

**Условие устойчивости баланса амплитуд.** Для упрощения анализа амплитудных соотношений обычно считают, что в АГ используется безынерционный генераторный прибор (т. е.  $\varphi_s = 0$ ), входная, выходная и проходная проводимости которого практически не зависят от  $U_{вх}$  и  $U_{вых}$ . Тогда уравнение равновесия, записанное в форме (3.2), можно представить как  $S_1 Z_y = 1$ , где в общем случае  $Z_y = R_y + jX_y$ . Однако, поскольку  $S_1$  – вещественная величина, баланс фаз выполнится на частоте  $\omega_0$ , при которой  $X_y = 0$ , а уравнение баланса амплитуд принимает вид

$$S_1 R_y(\omega_0) = 1. \quad (3.5)$$

Амплитуда колебаний в АГ может быть найдена из уравнения (3.5). Сделанные ранее допущения позволяют считать, что нелинейный характер уравнения баланса амплитуд определяется только нелинейной зависимостью  $S_1 = S_1(U_{\text{вх}})$ . При графическом решении уравнения (3.5) амплитуда напряжения возбуждения в установившемся режиме будет определяться абсциссой точки пересечения кривой  $S_1 = S_1(U_{\text{вх}})$  с прямой  $1/R_y$ . Зависимости нормированной средней крутизны  $S_1$  от амплитуды напряжения возбуждения, вычисленные при кусочно-линейной аппроксимации статических характеристик ГП и различных значениях напряжения смещения  $E_{\text{вх}}$ , представлены на рис. 3.2. Поясним ход приведенных кривых.

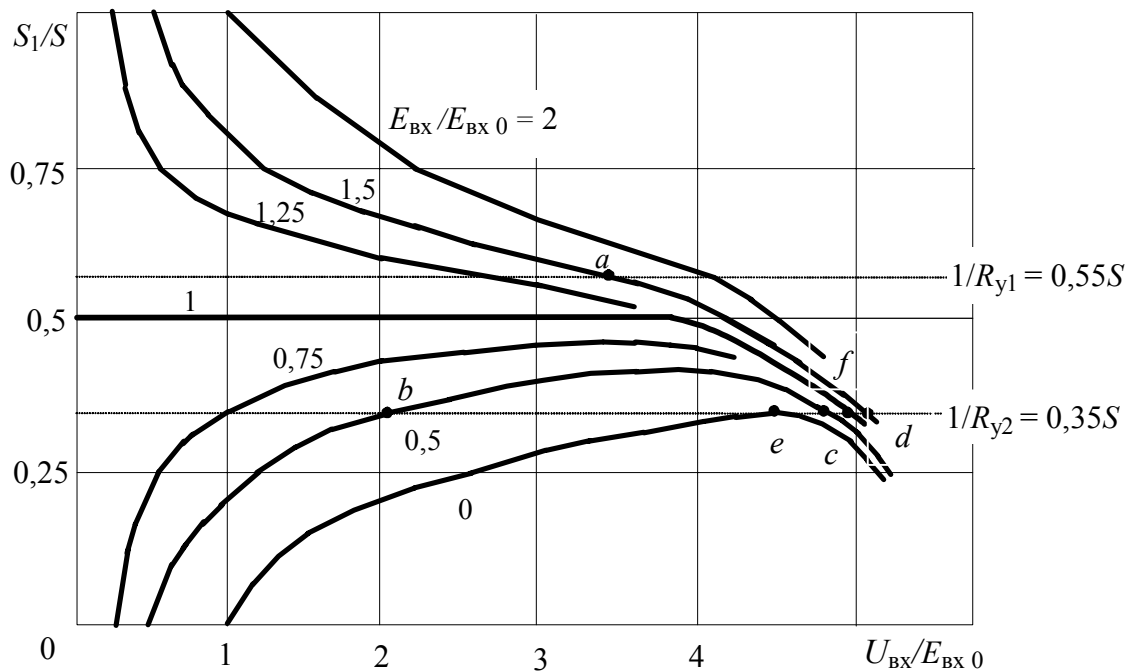


Рис. 3.2

При  $E_{\text{вх}} - E_{\text{вх}0} > 0$  и  $U_{\text{вх}} < E_{\text{вх}} - E_{\text{вх}0}$  (здесь  $E_{\text{вх}0}$  — напряжение запираения) ГП работает в классе А. Его средняя крутизна по первой гармонике равна статической крутизне в выбранной рабочей точке  $S$  и при кусочно-линейной аппроксимации характеристик ГП не зависит от  $U_{\text{вх}}$ . Как только  $U_{\text{вх}}$  превысит значение  $(E_{\text{вх}} - E_{\text{вх}0})$ , появится отсечка в импульсе выходного тока ГП, а средняя крутизна по первой гармонике начнет уменьшаться.

При  $E_{\text{вх}} = E_{\text{вх}0}$  угол отсечки  $\theta = \pi/2$  и в области недонапряженного режима не зависит от  $U_{\text{вх}}$ . Поэтому график  $S_1(U_{\text{вх}}) = 0,5S$  представляет собой горизонтальную линию.

Если  $E_{\text{вх}} < E_{\text{вх}0}$ , то до тех пор, пока  $U_{\text{вх}}$  не превысит значения  $|E_{\text{вх}} - E_{\text{вх}0}|$ , выходной ток ГП и средняя крутизна будут равны нулю. С дальнейшим ростом  $U_{\text{вх}}$  появится выходной ток, угол отсечки начнет увеличиваться, стремясь к  $\pi/2$ , что будет сопровождаться ростом  $S_1$ .

Резкое уменьшение  $S_1$  при  $U_{\text{вх}} > U_{\text{вх.гр}}$  объясняется переходом ГП в перенапряженный режим.

На рис. 3.2 также проведены горизонтальные линии через точки с ординатами  $1/(SR_{yi})$ . В зависимости от выбранных значений  $R_{yi}$  возможны следующие случаи взаимного расположения графиков. Если  $E_{\text{вх}} > E_{\text{вх}0}$ , баланс амплитуд может быть выполнен только при  $1/R_{yi} < S$ , а возможное значение  $U_{\text{вх}}$  (точка  $a$ ), соответствующее состоянию равновесия, – единственно. Если же  $E_{\text{вх}} < E_{\text{вх}0}$ , условие баланса амплитуд выполняется только для  $1/R_{yi} < 0,5S$  и при двух возможных значениях  $U_{\text{вх}} > 0$ , соответствующих абсциссам точек  $b$  и  $c$  на рис. 3.2.

Для исследования устойчивости баланса амплитуд в полученных точках равновесия обычно вводится понятие суммарного коэффициента передачи  $K_{\text{сум}} = S_1 R_y = U_{\text{вых}} K_C / U_{\text{вх}}$ . В общем случае  $K_{\text{сум}}$  зависит не только от амплитуды и частоты существующих колебаний, но и от воздействующих на АГ внешних дестабилизирующих факторов. К таким факторам можно отнести давление, температуру и влажность окружающей среды, механические, динамические и статические нагрузки, изменение напряжения источников питания и т. п. Под их воздействием могут меняться как параметры ГП, так и КС.

Состояние равновесия в АГ является устойчивым по амплитуде, если при изменении внешних воздействий, нарушающих баланс амплитуд, произойдет такое изменение амплитуды колебаний, что состояние равновесия вновь восстановится, чему соответствует выполнение неравенства

$$\partial K_{\text{сум}} / \partial U_{\text{вх}} < 0$$

или

$$\partial S_1 / \partial U_{\text{вх}} < 0. \quad (3.6)$$

При этом, чем больше  $|\partial S_1 / \partial U_{\text{вх}}|$ , тем меньшие изменения амплитуды колебаний потребуются для восстановления баланса амплитуд. Если ГП работает в недонапряженном режиме, увеличение  $|\partial S_1 / \partial U_{\text{вх}}|$  достигается за счет уменьшения угла отсечки  $\theta$ . Используя условие (3.6), нетрудно убедиться, что на рис. 3.2 точки равновесия  $a$ ,  $c$  и  $d$  устойчивы, а точка  $b$  – неустойчива.

Если  $E_{\text{вх}} > E_{\text{вх}0}$ , то при  $U_{\text{вх}} = 0$  баланс амплитуд не выполнен, так как  $K_{\text{сум}} > 1$ . Поэтому при включении АГ сколь угодно малые флуктуации напряжения на входном электроде ГП приведут к возрастанию амплитуды колебаний до установившегося значения, соответствующего стационарному режиму. Процесс возникновения колебаний в АГ в этом случае носит название «мягкого» самовозбуждения. При этом, если  $1/R_y > 0,5S$  ( $SR_y < 2$ ), ограничение роста амплитуды колебаний обусловлено падением средней крутизны за счет уменьшения угла отсечки  $\theta$ . При  $SR_y > 2$  ограничение амплитуды колебаний происходит за счет перехода ГП автогенератора в перенапряженный режим.

При  $E_{\text{вх}} < E_{\text{вх}0}$  и  $SR_y > 2$  в точке  $U_{\text{вх}} = 0$   $K_{\text{сум}} = 0$ , поэтому любые флуктуации входного напряжения с амплитудой меньше абсциссы точки неустойчивого равновесия (точки  $b$  на рис. 3.2) будут затухать. При переходе в стационарное состояние с  $U_{\text{вх}} \neq 0$  необходимо внешнее воздействие, амплитуда которого больше абсциссы точки неустойчивого равновесия. В данном случае наблюдается режим «жесткого» самовозбуждения, а амплитуда колебаний ограничивается за счет падения крутизны  $S_1$  с возрастанием напряженности режима. Таким образом, в любом случае устойчивость стационарного состояния и ограничение амплитуды колебаний в АГ определяются нелинейными свойствами ГП и, в частности, уменьшением  $S_1$  с ростом  $U_{\text{вх}}$  при уменьшении угла отсечки или при переходе в перенапряженный режим.

**Условие устойчивости баланса фаз.** Как и в предыдущем случае, будем считать баланс фаз устойчивым, если при его нарушении под воздействием внешних дестабилизирующих факторов частота колебаний в АГ изменится таким образом, что баланс фаз вновь восстановится. Сформулированное условие требует выполнения неравенства

$$\partial \varphi_y / \partial \omega < 0. \quad (3.7)$$

Таким образом, устойчивость баланса фаз в АГ определяется свойствами его колебательной системы. Попутно отметим, что чем больше модуль производной  $|\partial \varphi_y / \partial \omega|$ , тем меньше приращение частоты  $\Delta \omega$  потребуются для восстановления баланса фаз, т. е. тем выше будет стабильность частоты генерируемых колебаний.

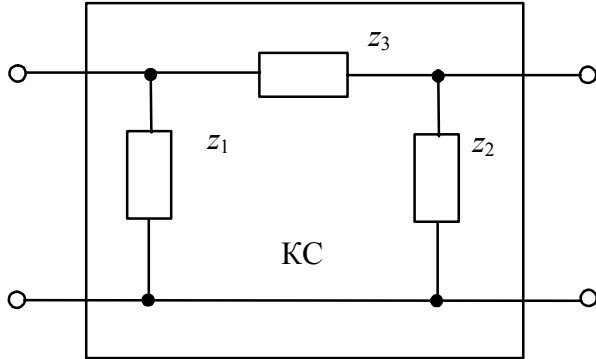


Рис. 3.3

Обычно четырехполюсную колебательную систему (см. рис. 3.1) представляют П-образной схемой замещения (рис. 3.3), содержащей двухполюсники  $z_1, z_2, z_3$ .

Полученная таким образом обобщенная схема АГ называется обобщенной трехточечной схемой. Управляющее сопротивление для обобщенной трехточечной схемы можно представить в виде:

$$Z_y = -z_1 z_2 / (z_1 + z_2 + z_3) = -(r_1 + jx_1)(r_2 + jx_2) / \{r_1 + r_2 + r_3 + j(x_1 + x_2 + x_3)\}.$$

Учтя, что в автогенераторах используются колебательные системы с большой добротностью, т. е.  $r_1 \ll |x_1|, r_2 \ll |x_2|, r_3 \ll |x_3|$ , последнее выражение можно упростить:

$$Z_y = R_y + jX_y = x_1 x_2 / (r_0 + jx_0), \quad (3.8)$$

где  $r_0 = r_1 + r_2 + r_3$ , а  $x_0 = x_1 + x_2 + x_3$  – реактивное сопротивление колебательной системы при последовательном обходе контура.

Фазовый угол управляющего сопротивления находится из соотношения

$$\varphi_y = \arctg(X_y / R_y) = -\arctg(x_0 / r_0). \quad (3.9)$$

Подставив  $\varphi_y$  из (3.9) в (3.7), получим

$$(r_0 (\partial x_0 / \partial \omega) - x_0 (\partial r_0 / \partial \omega)) / \left( \left( 1 + (x_0 / r_0)^2 \right) r_0^2 \right) > 0.$$

При выполнении условия равновесия и малых значениях  $\varphi_s$  можно считать, что  $X_y \approx 0$ . Следовательно, должно быть близким к нулю и  $x_0$ , поэтому выражение для условия устойчивости баланса фаз в обобщенной трехточечной схеме примет вид

$$\partial x_0 / \partial \omega > 0. \quad (3.10)$$

**Анализ стационарного режима автогенератора при фиксированном смещении.** Основной задачей анализа работы АГ является установление связи между токами и напряжениями в его цепях при известных параметрах ГП и КС. Поставленная задача существенно упрощается, если ГП является безынерционным. Кроме того, именно в этом случае при прочих равных условиях удастся реализовать максимальную стабильность частоты генерируемых колебаний. Поэтому будем считать, что  $\varphi_s = 0$ .

Зависимости первой гармоники выходного тока ГП от амплитуды высокочастотного напряжения на входном электроде  $I_{\text{ВЫХ1}} = I_{\text{ВЫХ1}}(U_{\text{ВХ}})$  носят название колебательных характеристик (рис. 3.4). Для их построения удобно воспользоваться зависимостями  $S_1 = S_1(U_{\text{ВХ}})$  на рис. 3.2, умножив каждое значение  $S_1$  на соответствующее ему  $U_{\text{ВХ}}$ . Для определения точек равновесия целесообразно в поле колебательных характеристик построить линии управляющих сопротивлений в соответствии с соотношением  $U_{\text{ВХ}} = I_{\text{ВЫХ1}} R_y$ . Точки пересечения колебательных характеристик с линиями управляющего сопротивления, являющиеся точками равновесия  $a, b, c$  и  $d$  на рис. 3.4, соответствуют одноименным точкам рис. 3.2. Если учесть, что  $S_1 = I_{\text{ВЫХ1}} / U_{\text{ВХ}}$ , условие устойчивости баланса амплитуд в данном случае может быть представлено в виде

$$\partial I_{\text{ВЫХ1}} / \partial U_{\text{ВХ}} < I_{\text{ВЫХ1}} / U_{\text{ВХ}}. \quad (3.11)$$

В соответствии с (3.11) точка равновесия является устойчивой, если крутизна касательной к колебательной характеристике меньше крутизны линии управляющего сопротивления.

При принудительном изменении смещения точка равновесия будет переходить по линии управляющего сопротивления с одной колебательной характеристики на другую. Естественно, будут изменяться и  $U_{\text{ВХ}}$ , и  $I_{\text{ВЫХ1}}$ . Получающиеся при этом зависимости  $U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}}(E_{\text{ВХ}})$  принято называть диаграммами срыва. На рис. 3.5 представлены диаграммы срыва, построенные для двух значений  $SR_y$ . Поясним ход приведенных кривых.

При  $1 < SR_y < 2$  (рис. 3.5, *a*) колебания в АГ возникают в режиме мягкого самовозбуждения как только  $E_{\text{ВХ}}$  превысит  $E_{\text{ВХ0}}$ . При этом на начальном участке диаграммы в области недонапряженного режима  $U_{\text{ВХ}}$  и  $E_{\text{ВХ}}$  связаны линейной зависимостью. Таким образом, на начальном участке



$U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}}(E_{\text{ВХ}})$  прямая линия, наклон которой определяется значением  $SR_{\text{Y}}$ . Ограничение амплитуды колебаний при каждом конкретном значении  $E_{\text{ВХ}}$  может осуществляться только за счет уменьшения угла отсечки с ростом

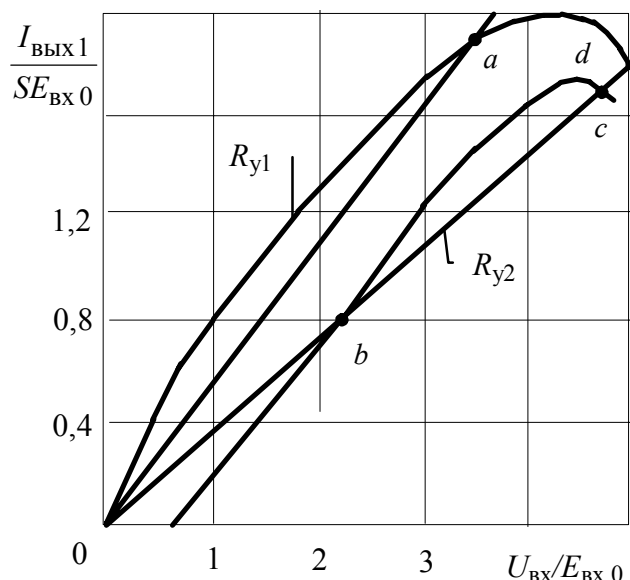


Рис. 3.4

$U_{\text{ВХ}}$ , а значения угла отсечки в стационарном режиме лежат в пределах  $\pi > \theta > \pi/2$ . Зависимость  $U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}}(E_{\text{ВХ}})$  на рис. 3.5, б соответствует режиму «жесткого» самовозбуждения.

При больших значениях  $E_{\text{ВХ}}$ , а значит, и  $U_{\text{ВХ}}$  ГП переходит в перенапряженный режим и в импульсе выходного тока появляется провал, препятствующий росту его первой гармоники. В связи с этим дальнейшее увеличение  $E_{\text{ВХ}}$  вызывает лишь незначительное возрастание  $U_{\text{ВХ}}$ . Приблизительно можно считать, что  $U_{\text{ВХ}} \approx K_{\text{ОС}} E_{\text{ВЫХ}}$ , где  $E_{\text{ВЫХ}}$  – напряжение источника питания выходного электрода ГП.

При  $SR_{\text{Y}} > 2$  (рис. 3.5, б) колебания в АГ возникают также при  $E_{\text{ВХ}} = E_{\text{ВХ0}}$ , но амплитуда нарастающих колебаний теперь ограничивается только за счет перехода ГП в перенапряженный режим (точка  $f$  рис. 3.5, б и 3.2). Поэтому  $U_{\text{ВХ}}$  возрастает скачком до значения, близкого к  $K_{\text{ОС}} E_{\text{ВЫХ}}$ , и при дальнейшем увеличении  $E_{\text{ВХ}}$  лишь незначительно изменяется. Если после возникновения колебаний начать принудительное уменьшение  $E_{\text{ВХ}}$ , то

срыв колебаний наступит при таком смещении  $E_{ср}$ , меньшем  $E_{вх0}$ , при котором нарушится устойчивость баланса амплитуд, т. е. тогда, когда соответствующая колебательная характеристика станет касательной к линии управляющего сопротивления (точка  $e$  рис. 3.5,  $б$  и 3.2). Таким образом, на диаграмме срыва появится область гистерезиса, ширина которой будет возрастать с ростом  $SR_y$ .

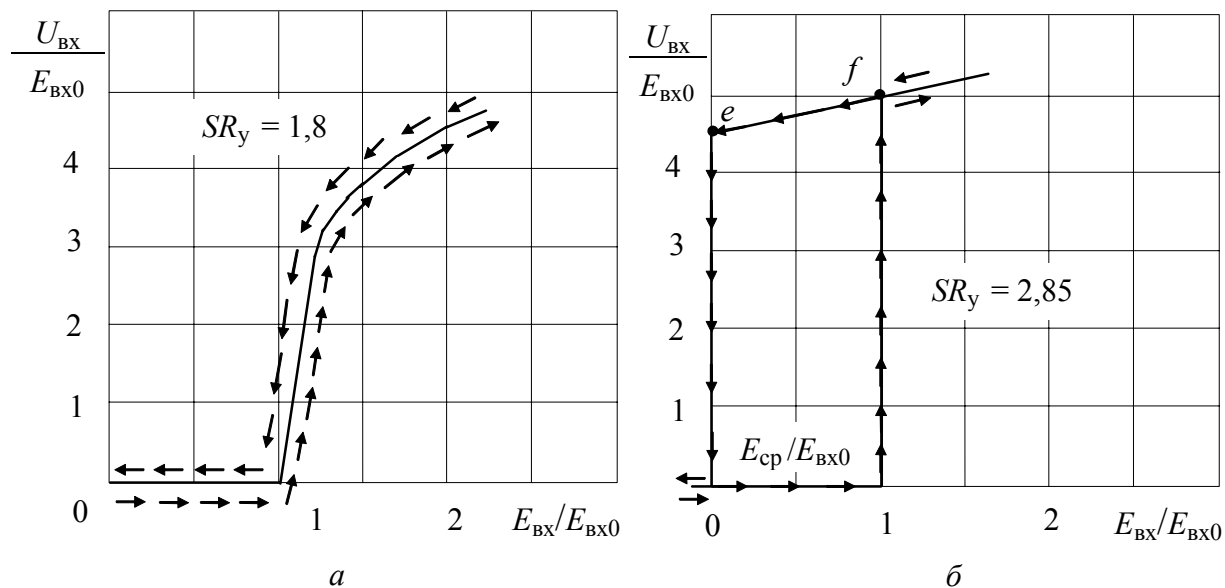


Рис. 3.5

Необходимо отметить, что АГ с фиксированным смещением находят весьма ограниченное применение.

Как правило, высокая стабильность амплитуды, а значит, и частоты колебаний в АГ обеспечивается при работе ГП в недонапряженном режиме с углом отсечки  $\theta < \pi / 2$ . Однако, как следует из анализа колебательных характеристик рис. 3.6, точка  $l$ , соответствующая этому случаю, согласно критерию (3.11) является точкой неустойчивого равновесия, а сам режим возникновения колебаний – жестким.

Однако указанное противоречие удастся разрешить при использовании автоматического смещения, например, в АГ на биполярном транзисторе за счет базового и эмиттерного токов (рис. 3.7). Если напряжение источника базового питания  $E_{ист.б}$  больше напряжения запирающего  $E_{б0}$ , колебания в АГ возникают в режиме мягкого самовозбуждения. Увеличение амплитуды колебаний приводит к росту  $U_б$  и сопровождается ростом базового и эмиттер-

ного токов, в том числе и их постоянных составляющих  $I_{\beta 0}$  и  $I_{\alpha 0}$ . Это приводит к уменьшению напряжения смещения в соответствии с соотношением

$$E_{\beta} = E_{\text{ист.}\beta} - I_{\alpha 0} R_{\alpha} - I_{\beta 0} R_{\beta}$$

и при определенных значениях  $R_{\alpha}$  и  $R_{\beta}$  – к уменьшению угла отсечки и средней крутизны  $S_1$ , что и ограничивает дальнейшее увеличение амплитуды колебаний.

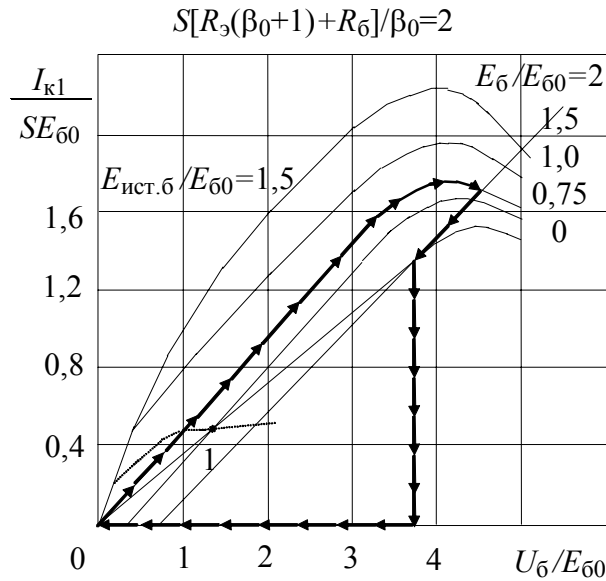


Рис. 3.6

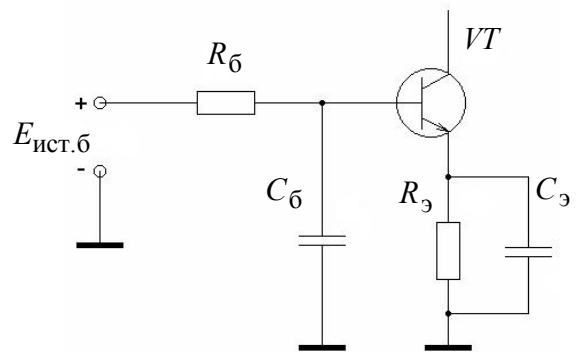


Рис. 3.7

Результирующая колебательная характеристика АГ с автосмещением изображена на рис. 3.6 пунктирной линией. Нетрудно убедиться, что в соответствии с (3.11) для этой колебательной характеристики точка равновесия  $I$  является устойчивой.

Подчеркнем, что для получения подобной характеристики необходимо, чтобы напряжение  $E_{\beta}$  успевало «следить» за изменением амплитуды колебаний. Для этого постоянные времени цепей автоматического смещения  $\tau_{\alpha} = R_{\alpha} C_{\alpha}$  и  $\tau_{\beta} = R_{\beta} C_{\beta}$  должны быть меньше постоянной времени колебательной системы  $\tau_{\Gamma} = 2Q/\omega_{\Gamma}$ , где  $Q$  – нагруженная добротность колебательной системы;  $\omega_{\Gamma}$  – частота генерируемых колебаний.

Если цепочка автоматического смещения обладает большой постоянной времени, АГ переходит в режим прерывистой генерации. В этом случае при возникновении колебаний их амплитуда быстро нарастает до значения  $U_{\beta \text{max}}$ . Затем начинается заряд конденсаторов цепей автоматического смещения и по-

степенное уменьшение  $U_{\bar{6}}$  и  $E_{\bar{6}}$  до тех пор, пока напряжение смещения между базой и эмиттером не достигнет значения  $E_{\bar{6}.cp}$ , при котором наступает срыв колебаний. После того как колебания прекращаются, начинается разряд конденсаторов  $C_{\bar{6}}$  и  $C_3$  и напряжение  $E_{\bar{6}}$  постепенно возрастает. При достижении смещением значения  $E_{\bar{6}}''$  колебания АГ возникают вновь и процесс повторяется. На рис. 3.6 показано перемещение рабочей точки АГ на семействе колебательных характеристик при прерывистой генерации. В приведенном на данном рисунке примере  $E_{\bar{6}.cp} = 0$ , а  $E_{\bar{6}}'' = E_{\bar{6}0}$ .

**Схемы автогенераторов.** При синтезе схем одноконтурных АГ обычно рассматривается случай, когда среднюю крутизну ГП можно считать вещественной величиной. Это позволяет представить уравнение стационарного состояния в виде (3.5). Далее допускается, что добротность КС достаточно велика. Следовательно, остается справедливым выражение (3.8). Поскольку для выполнения условия равновесия  $Z_y$  должно быть вещественным и положительным, из (3.8) следует, что

$$x_0 = x_1 + x_2 + x_3 = 0, \quad (3.12)$$

а двухполюсники  $x_1$  и  $x_2$  должны быть одного знака, т. е. либо оба быть катушками индуктивности, либо конденсаторами. Знак реактивного сопротивления двухполюсника  $x_3$  должен быть противоположным, что вытекает непосредственно из уравнения (3.12). Сказанное позволяет построить две возможные схемы АГ, представленные на рис. 3.8, *а* и *б* и предполагающие, что в качестве ГП использован биполярный транзистор.

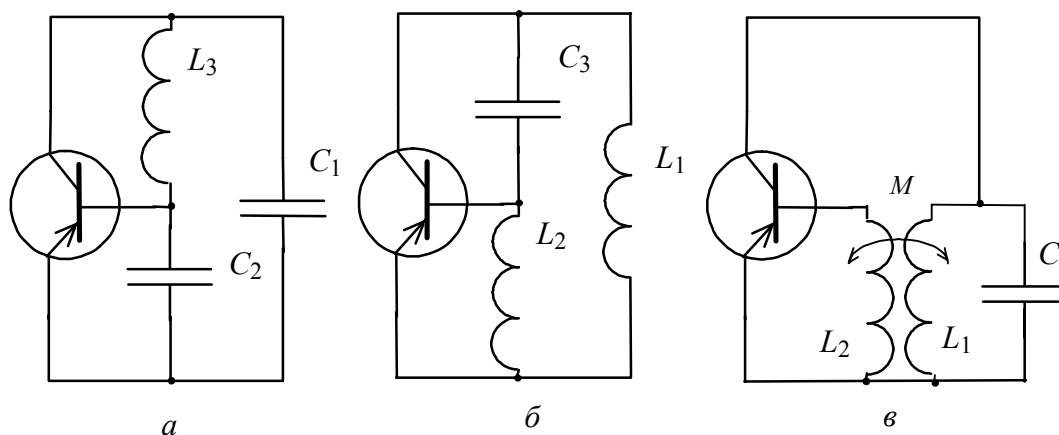


Рис. 3.8

Схема на рис. 3.8, а носит название емкостной трехточки; в ней  $x_1 < 0$ ;  $x_2 < 0$ ;  $x_3 > 0$ . В схеме на рис. 3.8, б  $x_1 > 0$ ;  $x_2 > 0$ ;  $x_3 < 0$ , и она называется индуктивной трехточкой.

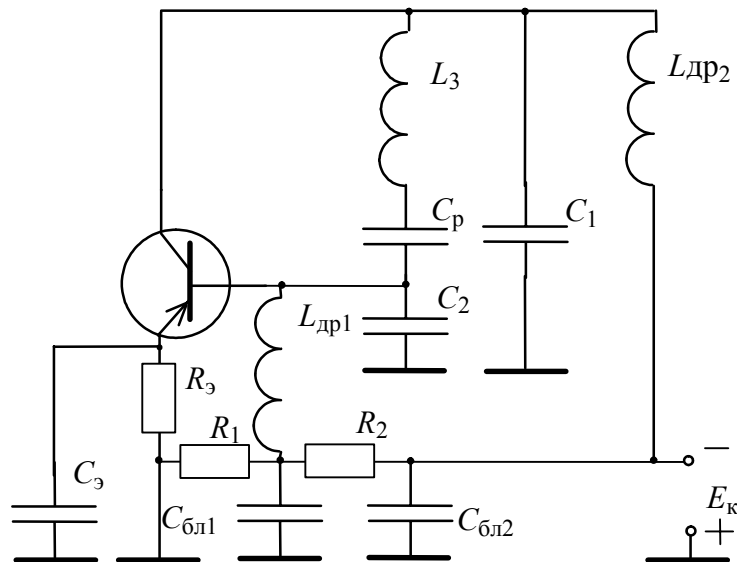


Рис. 3.9

Из соотношения (3.12) также следует, что при принятых допущениях частота генерируемых колебаний равна собственной резонансной частоте КС. Тогда  $Z_H = R_{ЭК}$ , а коэффициент обратной связи в любой из схем на рис. 3.8 с учетом (3.12) определяется соотношением

$$K_{OC} = -jx_2 / (jx_2 + jx_3) = x_2 / x_1.$$

Помимо рассмотренных к простейшим относится и трансформаторная схема (рис. 3.8, в). В ней противофазность напряжений на входном и выходном электродах ГП обеспечивается соответствующим включением обмоток трансформатора.

На рис. 3.9 представлена схема АГ, выполненного по классической схеме емкостной трехточки. В АГ использовано параллельное питание коллекторной цепи. Номиналы блокировочных и разделительных элементов в коллекторной и базовой цепях выбираются из тех же условий, что и в случае ГВВ. В базовой цепи используется автоматическое смещение, особенности осуществления которого были рассмотрены ранее. Подчеркнем, что наличие резистора  $R_3$  позволяет также стабилизировать режим работы транзистора при изменении температуры окружающей среды и напряжения источника питания.

Сравнительный анализ простейших схем АГ показывает, что лучшими характеристиками с точки зрения стабильности частоты обладает емкостная трехточечная схема, что и определяет ее широкое использование при создании автогенераторов.

**Стабильность частоты автогенераторов.** Выходное напряжение АГ в общем случае является гармоническим колебанием, модулированным по амплитуде и фазе (частоте) за счет воздействия дестабилизирующих факторов и внутренних флуктуационных процессов (шумов). Мгновенная частота такого колебания

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega(t) + \varepsilon(t)\omega_0 t \quad (3.13)$$

помимо неизменной составляющей (первое слагаемое в (3.13)) имеет быстрые и медленные компоненты.

Компоненты, описываемые вторым слагаемым в (3.13), обязаны своим происхождением шумам, вибрациям, пульсациям питающих напряжений и другим быстро изменяющимся воздействиям, носящим обычно случайный характер. Третье слагаемое в (3.13) учитывает медленные изменения частоты, имеющие в основном детерминированный характер и обусловленные в первую очередь старением деталей АГ, их саморазогревом и изменением климатических условий. Для высокостабильных АГ  $\varepsilon(t) = 10^{-9} \dots 10^{-13}$  1/сут, поэтому сколько-нибудь заметные изменения частоты могут проявляться только за значительное время наблюдения  $T_H$ , а при малых  $T_H$  частоту рассматривают как случайный процесс, удовлетворяющий условиям стационарности и эргодичности.

Поскольку измерение статистических характеристик связано с усреднением за конечный временной интервал  $\tau$ , под значением частоты квазигармонического колебания понимают усредненное значение частоты  $\omega_{cp}(t, \tau)$ , определяемое на интервале  $T_H$ :

$$\omega_{cp}(t_1, \tau) = \omega_{cp}(t_1, T_H) + \Delta\omega_{cp}(t_1, \tau),$$

где  $\omega_{cp}(t_1, T_H) = \frac{1}{T_H} \int_{t_1}^{t_1+T_H} \omega(t) dt$  – среднее значение частоты на интервале  $T_H$ ;

$\Delta\omega_{cp}(t_1, \tau)$  – усредненное отклонение частоты. При этом величины  $\omega_{cp}(t_1, \tau)$ ,

$\omega_{\text{ср}}(t_1, T_H)$  и  $\Delta\omega_{\text{ср}}(t_1, \tau)$  сами являются случайными функциями, зависящими не только от времени  $t_1$ , но и от интервалов наблюдения и усреднения.

Одними из наиболее широко используемых статистических характеристик среднего значения частоты являются спектральная плотность мощности флуктуаций частоты  $S(\Omega)$  и дисперсия  $\sigma^2$ . Поскольку измерение статистических характеристик неустойчивости всегда ограничено конечным интервалом наблюдения, для оценки дисперсии  $\sigma^2$  используют соотношение

$$\sigma^2(\tau, T_H) = 2 \int_0^{\infty} S(\Omega) \left( \frac{\sin 0,5\Omega\tau}{0,5\Omega\tau} \right)^2 \left[ 1 - \left( \frac{\sin 0,5\Omega T_H}{0,5\Omega T_H} \right)^2 \right] d\Omega.$$

Нетрудно заметить, что фильтрующий множитель  $(\sin 0,5\Omega\tau / 0,5\Omega\tau)^2$  в последнем выражении исключает вклад быстрых (высокочастотных) спектральных составляющих  $S(\Omega)$  в оценку  $\sigma^2$ , а множитель  $\left[ 1 - (\sin 0,5\Omega T_H / 0,5\Omega T_H)^2 \right]$  – медленных (низкочастотных). Таким образом, выбирая конкретные значения  $\tau$  и  $T_H$ , можно учитывать в соотношении для  $\sigma^2$  лишь определенную часть энергетического спектра  $S(\Omega)$ .

Различная природа быстрых и медленных изменений частоты и отмеченная зависимость  $\sigma^2$  от  $\tau$  и  $T_H$  обуславливают целесообразность введения понятий кратковременной и долговременной неустойчивостей частоты и стандартных интервалов наблюдения и усреднения. Так для кратковременной неустойчивости принято:  $T_H = 100$  с, а  $\tau = 10^{-3}, 10^{-2}, 10^{-1}$  с, а для долговременной –  $T_H = 1$  год, 6 месяцев, 1 месяц,  $\tau = 1$  сут.

При оценке долговременной неустойчивости из-за больших времен усреднения и наблюдения вкладом высокочастотных (случайных) составляющих  $S(\Omega)$  можно пренебречь и считать, что

$$\Delta\omega_{\text{д}} = \omega_{\text{ср}}(t_1 + T_H, \tau) - \omega_{\text{ср}}(t_1, \tau).$$

Как уже отмечалось, воздействие внешних дестабилизирующих факторов на параметры КС и ГП приводит к изменению одного или нескольких фазовых углов, входящих в уравнение баланса фаз, что сопровождается изменением частоты генерируемых колебаний.

При определении изменения частоты колебаний АГ под воздействием различных дестабилизирующих факторов можно воспользоваться соотношением

$$\frac{\Delta\omega_{\Gamma}}{\omega_{\Gamma}} = \left(1 + \frac{\operatorname{tg} \varphi_s}{2Q}\right) \frac{\Delta\omega_{\text{к}}}{\omega_{\text{к}}} + \frac{\operatorname{tg} \varphi_s}{2Q} \frac{\Delta Q}{Q} + \frac{\Delta\varphi_s}{2Q \cos^2 \varphi_s}, \quad (3.14)$$

где  $\Delta\omega_{\text{к}}$ ,  $\Delta\varphi_s$  и  $\Delta Q$  – малые приращения  $\omega_{\text{к}}$ ,  $\varphi_s$  и  $Q$  соответственно, вызванные действием дестабилизирующих факторов.

Анализ выражения (3.14) показывает, что с увеличением  $Q$  и уменьшением  $\varphi_s$  уменьшается влияние относительного изменения фазового угла средней крутизны и добротности колебательной системы на частоту генерируемых колебаний. Причина отмеченного явления заключается в том, что с ростом  $Q$  увеличивается крутизна фазовой характеристики  $|d\varphi_y/d\omega|$  при  $\omega = \omega_{\Gamma}$  и, в соответствии с комментариями к (3.7), уменьшается приращение  $\Delta\omega_{\Gamma}$ , обусловленное изменением фазовых углов. Аналогичным образом можно пояснить и уменьшение чувствительности  $\omega_{\Gamma}$  к изменению  $\varphi_s$  при уменьшении абсолютного значения фазового угла средней крутизны, поскольку при этом  $\omega_{\Gamma}$  стремится к  $\omega_{\text{к}}$  и  $|d\varphi_y/d\omega|$  возрастает. Что же касается отклонения частоты  $\omega_{\Gamma}$  от номинального значения, обусловленного изменением собственной резонансной частоты КС, то оно, как это следует из (3.14), практически не зависит от значения  $\varphi_s$  и  $Q$ , и с достаточной точностью можно считать, что  $\Delta\omega_{\Gamma} = \Delta\omega_{\text{к}}$ . Само изменение резонансной частоты  $\omega_{\text{к}}$  обусловлено изменением  $C_{\text{к}}$  и  $L_{\text{к}}$  и в первом приближении равно:

$$\frac{\Delta\omega_{\text{к}}}{\omega_{\text{к}}} = \frac{1}{\omega_{\text{к}}} \left( \frac{\partial\omega_{\text{к}}}{\partial L_{\text{к}}} \Delta L_{\text{к}} + \frac{\partial\omega_{\text{к}}}{\partial C_{\text{к}}} \Delta C_{\text{к}} \right) = -\frac{1}{2} \left( \frac{\Delta L_{\text{к}}}{L_{\text{к}}} + \frac{\Delta C_{\text{к}}}{C_{\text{к}}} \right).$$

Таким образом, обеспечение высокой стабильности частоты, т. е. незначительного изменения  $\omega_{\Gamma}$  при изменении внешних воздействий, требует в первую очередь малой чувствительности  $\omega_{\Gamma}$  к изменению параметров ГП и КС. Поэтому при построении высокостабильных АГ следует использовать усилительные элементы, в которых на частоте генерации еще не проявляются инерционные свойства, и колебательные системы с высокой добротностью и эталонностью. Под эталонностью понимается способность КС поддерживать



постоянство собственной резонансной частоты  $\omega_k$  при изменении тех или иных внешних воздействий.

**Кварцевые автогенераторы.** Описанные ранее АГ с КС на LC-элементах обладают сравнительно низкой относительной стабильностью частоты ( $10^{-4} \dots 10^{-5}$ ).

Для достижения более высокой стабильности частоты в автогенераторах применяются механические колебательные системы, из которых наиболее широкое распространение получили кварцевые резонаторы (КВР).

Существование прямого и обратного пьезоэлектрического эффекта в кварце, допускающего практически полное преобразование электрической энергии в механическую и обратно, делает удобным использование КВР в качестве колебательной системы автогенератора.

КВР, имеющие обычно форму пластин, стержней или чечевиц, вырезают из кристалла кварца, ориентируя определенным образом оси симметрии резонаторов относительно кристаллографических осей. Это позволяет получить резонаторы с заданными физическими свойствами и в первую очередь с требуемым значением температурного коэффициента частоты.

В КВР может быть возбуждено несколько видов механических колебаний. Наибольшее распространение в последнее время получили колебания сжатия и растяжения по длине и ширине, сдвига по толщине и в меньшей степени по ширине; изгиба по ширине и толщине и крутильные колебания по длине.

Частота собственных колебаний определяется скоростью распространения упругих волн  $v$  и протяженностью их пути, т. е. расстоянием между гранями отражения  $l$ :  $f = v/(2l)$ . Как во всякой колебательной системе с распределенными параметрами, в КВР наблюдается ряд частот колебаний данного вида, число которых в общем случае бесконечно. Колебания более высоких частот этого ряда называются обертонами (модами). Обертоны, частоты которых находятся в почти кратных отношениях с частотой низшего колебания, иногда называют механическими гармониками. Поскольку скорости распространения упругих волн для разных видов колебаний различны, для расширения возможного диапазона частот кварцевых резонаторов используют различные виды колебаний, а в пределах одного вида – разные срезы, колебания на обертонах, распространение упругих волн в направлении различных размеров и, наконец, варьируют размеры самого резонатора. При

этом диапазон рабочих частот КВР простирается от сотен герц до сотен мегагерц.

Простейший КВР по своему устройству подобен плоскому конденсатору, помещенному в вакуумированный или герметизированный корпус и состоящему из кварцевой пластины, противоположные грани которой покрыты слоем металлизации, и кварцедержателя, служащего для крепления кварцевой пластины и осуществляющего электрический контакт с металлизированной поверхностью, но не препятствующего механическим колебаниям резонатора.

Эквивалентная электрическая схема КВР на рис. 3.10 может быть представлена в виде параллельного соединения емкости кварцедержателя  $C_0$  и, в общем случае, бесконечного числа  $L_{\text{КВ}} C_{\text{КВ}} r_{\text{КВ}}$ -контуров, резонансные частоты которых совпадают с частотами механических колебаний кварцевой пластины. Однако, поскольку КВР является высокодобротной колебательной системой, при построении эквивалентной схемы, справедливой для узкого диапазона, вблизи каждой из частот гармоник, влиянием всех последовательных контуров, кроме одного, настроенного на эту частоту, можно пренебречь.

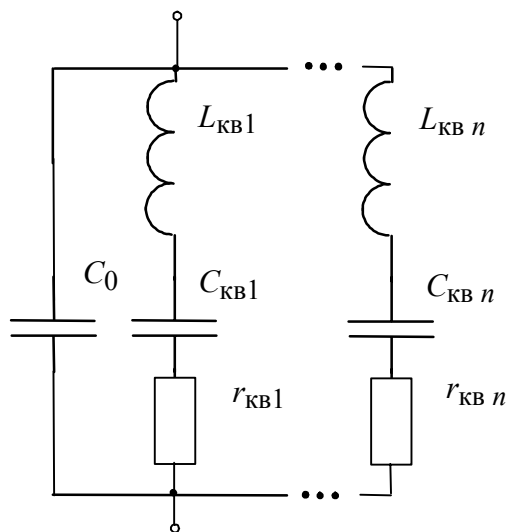


Рис. 3.10

К основным параметрам эквивалентной схемы КВР относятся динамические индуктивность  $L_{\text{КВ}}$  и емкость  $C_{\text{КВ}}$ , емкость кварцедержателя  $C_0$ , сопротивление потерь  $r_{\text{КВ}}$ , добротность резонатора  $Q_{\text{КВ}} = \sqrt{L_{\text{КВ}} / C_{\text{КВ}}} / r_{\text{КВ}}$  и коэффициент включения  $p = C_{\text{КВ}} / C_0$ .

Номиналы элементов эквивалентной схемы резонатора существенно отличаются от соответствующих элементов обычных колебательных контуров. Так  $L_{\text{КВ}} = 0,1 \dots 10^3$  Гн;  $C_{\text{КВ}} = 0,01 \dots 0,1$  пФ;  $C_0 = 10 \dots 20$  пФ;  $r_{\text{КВ}} = 10 \dots 10^3$  Ом;  $Q_{\text{КВ}} = 10^4 \dots 10^7$ . Недостижимое в обычных  $LC$ -контурах такое значение добротности является одной из причин высокой стабильности частоты АГ с кварцевыми резонаторами.

Эквивалентная схема КВР характеризуется двумя резонансными частотами: частотой последовательного резонанса в динамической ветви

$$f_{\text{КВ}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{КВ}}C_{\text{КВ}}}}$$

и частотой параллельного резонанса

$$f_{\text{П}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_{\text{КВ}}C_{\text{КВ}}C_0}{C_{\text{КВ}} + C_0}}} = f_{\text{КВ}}(1 + 0,5p).$$

Коэффициент включения  $p$  существенно меньше единицы ( $p = 0,001 \dots 0,01$ ), поэтому изменение параметров внешних по отношению к резонатору элементов, подключаемых параллельно конденсатору  $C_0$ , практически не влияет на значение  $f_{\text{П}}$ . При рассмотрении эквивалентного сопротивления резонатора  $Z_{\text{Э.КВ}}$  его удобно представить в виде последовательного соединения резистивного  $R_{\text{Э.КВ}}$  и реактивного  $X_{\text{Э.КВ}}$  двухполюсников  $Z_{\text{Э.КВ}} = R_{\text{Э.КВ}} + jX_{\text{Э.КВ}}$ .

На рис. 3.11 приведены частотные характеристики  $Z_{\text{Э.КВ}}/r_{\text{КВ}}$ ;  $R_{\text{Э.КВ}}/r_{\text{КВ}}$ ;  $X_{\text{Э.КВ}}/r_{\text{КВ}}$  и  $\varphi_{\text{Э.КВ}} = \arctg(X_{\text{Э.КВ}}/R_{\text{Э.КВ}})$ , вычисленные для резонатора со следующими параметрами:  $f_{\text{КВ}} = 5$  МГц;  $C_{\text{КВ}} = 0,03$  пФ;  $C_0 = 10$  пФ;  $r_{\text{КВ}} = 10,6$  Ом;  $Q_{\text{КВ}} = 10^5$  (сплошные линии) и  $Q_{\text{КВ}} = 10^4$  (пунктирные линии). Внутри резонансного промежутка  $f_{\text{КВ}} \dots f_{\text{П}}$  эквивалентное сопротивление КВР носит индуктивный характер, а вне его – емкостной. При  $Q_{\text{КВ}} = 2/p$  частоты

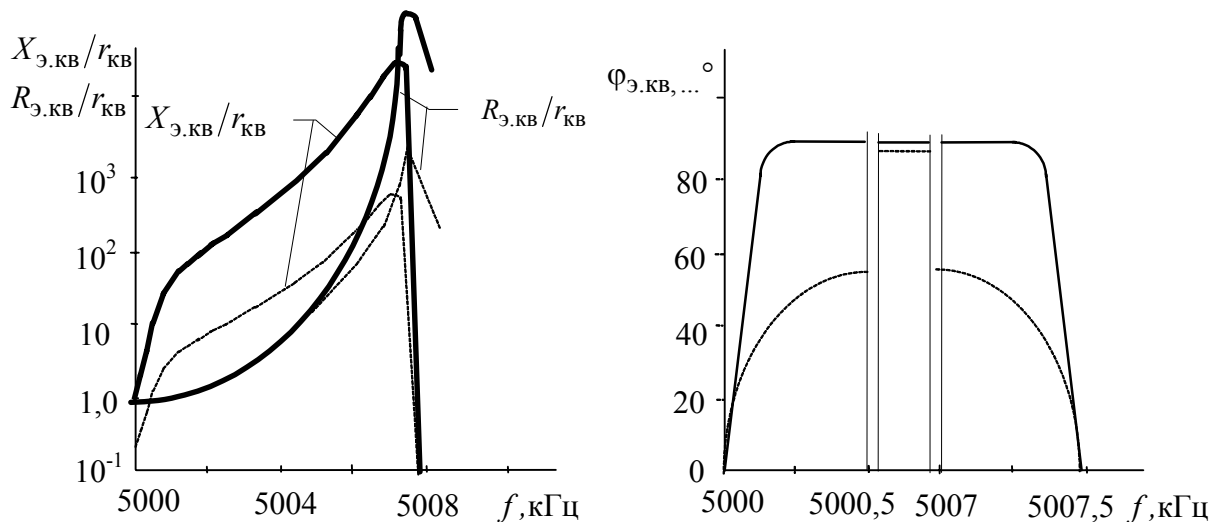


Рис. 3.11

$f_{\text{КВ}}$  и  $f_{\text{П}}$  сливаются, а при  $Q_{\text{КВ}} < 2/p$  участок, на котором наблюдается индуктивное сопротивление КВР, вообще отсутствует. Фазочастотная характе-

ристика резонатора имеет наибольшую крутизну в узких диапазонах частот  $f_{\text{КВ}}$  и  $f_{\text{П}}$ , где  $|d\varphi_{\text{э.КВ}}/d\omega| \approx 2Q_{\text{КВ}}/\omega_{\text{КВ}}$ . Высокое значение крутизны фазочастотной характеристики КвР является основной причиной, обеспечивающей высокую стабильность частоты кварцевых АГ. Широко используемые на практике схемы автогенераторов с кварцевой стабилизацией, несмотря на их многообразие, можно разбить на две большие группы. К первой группе схем относятся те, в которых КвР включается вместо одного из двухполюсников  $z_1$ ,  $z_2$  или  $z_3$  в обобщенной трехточечной схеме АГ (рис. 3.12). Это так называемые осцилляторные схемы. В них эквивалентное сопротивление КвР должно носить индуктивный характер, а выход резонатора из строя приводит к срыву колебаний, поскольку невозбужденный КвР имеет емкостный характер эквивалентного сопротивления. В осцилляторных схемах частота генерации  $f_{\Gamma}$  удовлетворяет условию  $f_{\text{КВ}} < f_{\Gamma} < f_{\text{П}}$ . Во вторую группу схем можно включить схемы с КвР в цепи обратной связи и схемы с КвР в контуре. Во всех этих схемах, как правило, помимо КвР имеется обычный колебательный контур, обеспечивающий выполнение условий самовозбуждения. Отличительной особенностью схем второй группы является возможность сохранения колебаний в автогенераторе при закорачивании КвР, поскольку в них используется последовательный резонанс кварца.

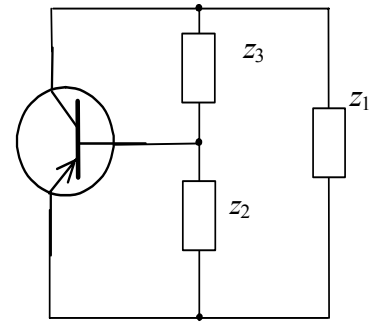


Рис. 3.12

Схемы с кварцем в цепи обратной связи можно получить из схемы на рис. 3.12 включением КвР в одну из ветвей, соединяющих колебательный контур с эмиттером или базой транзистора, а схемы с кварцем в контуре – включением КвР последовательно с одним из двухполюсников  $z_1$ ,  $z_2$  или  $z_3$ . В обеих схемах генерация происходит на частотах, близких к частоте  $f_{\text{КВ}}$ .

Возможные осцилляторные схемы кварцевых АГ представлены на рис. 3.13, а – в. Схема на рис. 3.13, а при индуктивном характере эквивалентного сопротивления резонатора сводится к емкостной трехточечной схеме, а схемы на рис. 3.13, б и в – к индуктивной. Из этих схем наибольшее применение на практике находит схема с КвР между коллектором и базой транзистора, обеспечивающая наибольшую стабильность частоты. Последнее обусловлено меньшим шунтированием кварцевого резонатора самим транзистором, ма-

лым влиянием собственных емкостей транзистора на резонансную частоту КС и тем, что высшие гармоники в базовом и коллекторном напряжениях ослаблены емкостями  $C_1$  и  $C_2$ .

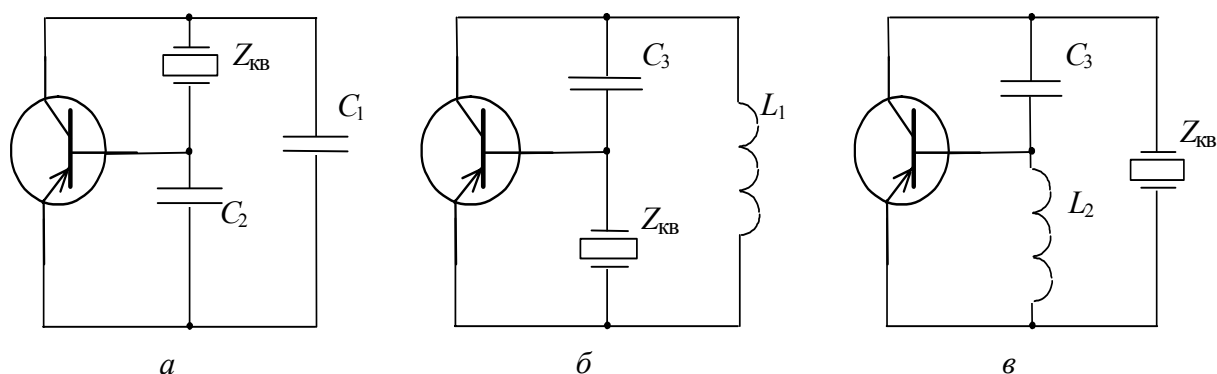


Рис. 3.13

Основные особенности процессов, происходящих в осцилляторных схемах, рассмотрим на примере схемы АГ на рис. 3.13, *а*. Пренебрегая, как и ранее, фазовым углом средней крутизны, для определения частоты генерации можно воспользоваться соотношением (3.12), которое в данном случае приобретает вид

$$x_0 = x_1 + x_2 + X_{э.кв}. \quad (3.15)$$

Графическое решение (3.15) представлено на рис. 3.14. Из двух возможных значений частоты генерации  $f_{Г1}$  и  $f_{Г2}$  следует выбрать меньшую, поскольку только при  $f_{Г} = f_{Г1}$  выполняется условие устойчивости баланса фаз (3.10).

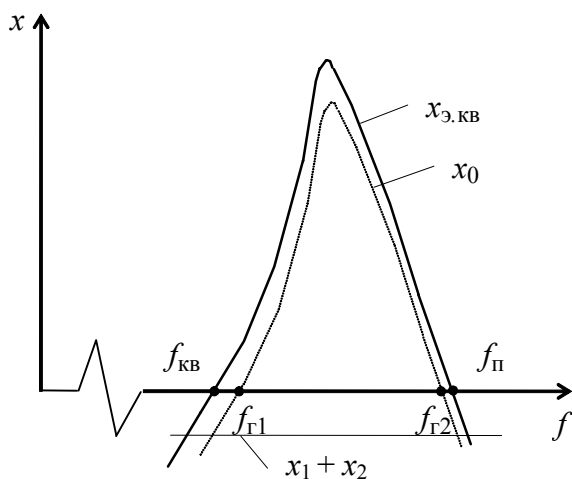


Рис. 3.14

фаз (3.10).

При построении АГ, работающих на частотах свыше 10 МГц, обычно используют КВР с колебаниями на высших механических гармониках. Для исключения возможности генерации на частотах гармоник, отличных от заданной, схему генератора на рис. 3.13, *а* приходится усложнять, включая, например, между базой и эмиттером транзистора последовательный  $L_2C_2$ -

контур, а между эмиттером и коллектором – параллельный ( $L_1C_1$ ). Нетрудно убедиться, что, если резонансные частоты каждого из контуров удовлетворяют неравенствам

$$f_n < \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}} < f_{n+1}; \quad f_{n-1} < \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} < f_n$$

(здесь  $f_{n-1}$ ,  $f_n$  и  $f_{n+1}$  – частоты гармоник с номерами  $(n-1)$ ,  $n$  и  $(n+1)$  соответственно), баланс фаз в АГ будет выполняться только вблизи частоты  $n$ -й гармоники.

Используя работу КвР на  $n$ -й механической гармонике, необходимо также учитывать, что емкость в динамической ветви  $C_{\text{КВ}}$  уменьшится в  $n^2$  раз по сравнению с ее значением на основной частоте. Это может нарушить неравенство  $Q_{\text{КВ}} > 2/p$ , необходимое для реализации осцилляторных схем. В подобных случаях требуется нейтрализовать емкость кварцедержателя  $C_0$ . Для этого проще всего подключить параллельно КвР катушку индуктивности  $L_0$ , образующую с емкостью  $C_0$  параллельный контур, настроенный на частоту генерации.

Однако наиболее часто при построении АГ, работающих на частотах высших механических гармоник КвР, используют фильтровые схемы и в первую очередь схемы с КвР в цепи обратной связи. Принцип работы таких схем основан на том, что сопротивление кварцевого резонатора минимально вблизи частоты последовательного резонанса  $f_{\text{КВ}}$  и резко возрастает при удалении от нее. Следовательно, условия самовозбуждения, выполняемые вблизи частоты  $f_{\text{КВ}}$ , будут нарушаться на всех других частотах. Отсутствие генерации на отличных от требуемой гармониках обеспечивается собственной колебательной системой АГ. Для реализации высокой фиксирующей способности КвР и высокой стабильности частоты генерируемых колебаний  $f_{\text{Г}}$  необходимо, чтобы в цепи обратной связи последовательно с КвР не включались элементы, сопротивление которых на частоте  $f_{\text{КВ}}$  было бы сравнимо с  $r_{\text{КВ}}$  или больше него. С этой точки зрения более предпочтительна схема, представленная на рис. 3.15, а, в которой база транзистора заземлена, а КвР включен в цепь, связывающую эмиттер с колебательной системой. Аналогичный результат обеспечивает и схема на рис. 3.15, б, в которой для

получения низкого входного сопротивления транзистора в точке подключения КвР используется балластный резистор  $R_6$ .

В лабораторной работе исследуются две осцилляторные схемы и одна фильтровая. В первой осцилляторной схеме КвР включен между базой и коллектором транзистора, а в другой – между базой и эмиттером. Обе схемы отличаются от классических (см. рис. 3.13, *a* и *б*) тем, что у них в цепи коллектор – эмиттер включен параллельный колебательный контур ( $C_{\text{кон}}, L_{\text{кон}}$ ). Первая схема при соответствующем значении емкости контура (варикапа) сводится к емкостной «трехточке», а вторая – к индуктивной. Фильтровая схема с КвР в цепи обратной связи выполнена на основе емкостной «трехточки».

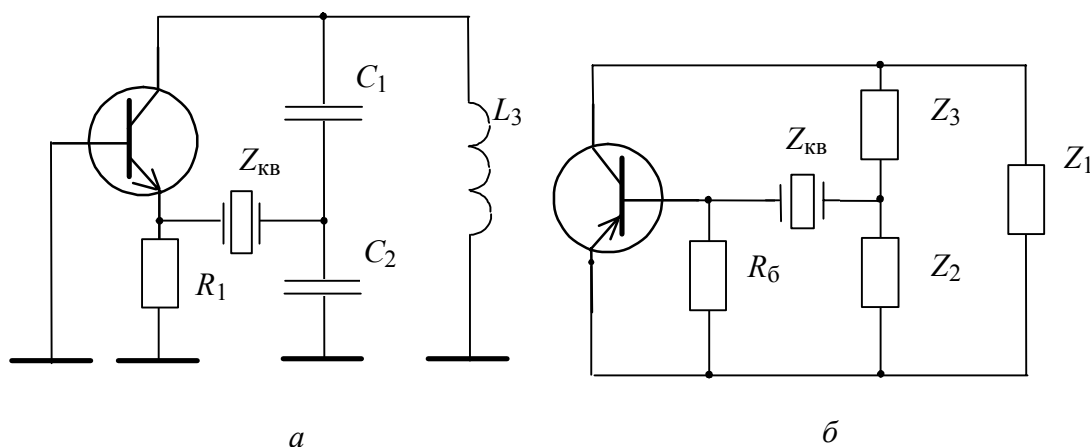


Рис. 3.15

В первой схеме при большом значении емкости резонансная частота контура значительно ниже  $f_{\text{кв}}$ , контур на возможной частоте генерации имеет емкостный характер сопротивления и баланс фаз в АГ выполняется. Сказанное иллюстрируется графиками на рис. 3.16, где представлены частотные характеристики сопротивлений КвР, контура и конденсатора  $C_2$  (см. рис. 3.13, *a*). Однако самовозбуждения в АГ может и не произойти, если не выполнен баланс амплитуд. Отметим, что рис. 3.16, *a* и *б* отличаются только масштабом по оси абсцисс.

С уменьшением контурной емкости  $C_{\text{кон}}$  увеличивается резонансная частота контура, кривые  $X_{\text{э,кон}}$  и  $R_{\text{э,кон}}$  сдвигаются вправо и в области возможных частот генерации полное сопротивление контура возрастает. При некотором его значении выполняется баланс амплитуд и возникает генера-

ция. Хотя баланс фаз (3.15) и выполняется на двух частотах, генерация возможна только на частоте  $f_1$ , где выполнено и условие устойчивости (3.10). С дальнейшим уменьшением емкости  $C_{\text{кон}}$  резонансная частота контура  $f_{\text{кон}}$  приближается к области частот  $f_{\text{кв}} \dots f_{\text{п}}$ , увеличивается  $|X_{\text{э.кон}}|$  и, следовательно, в соответствии с (3.15) должна увеличиваться частота генерируемых колебаний  $f_{\Gamma}$ . Как только расстройка  $|f_{\Gamma} - f_{\text{к}}|$  станет настолько малой, что

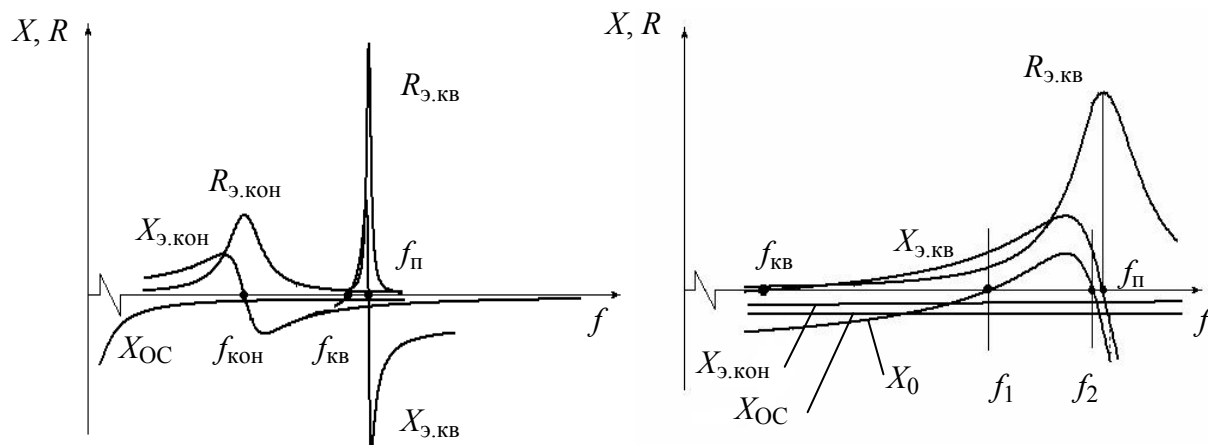


Рис. 3.16

выполнится неравенство  $|X_{\text{э.кон}}| < R_{\text{э.кон}}$ , нарушится баланс фаз и колебания в АГ сорвутся. Очевидно, что чем ближе  $f_{\text{кон}}$  к  $f_{\Gamma}$ , тем большая мощность выходного сигнала может быть получена.

Аналогичным образом можно рассмотреть и работу схемы с КвР, включенным между базой и эмиттером транзистора.

При анализе работы схемы с КвР в цепи обратной связи целесообразно воспользоваться условием баланса фаз в форме (3.4).

**Угловая модуляция.** Во многих случаях, например при угловой модуляции, полная фаза формируемого сигнала  $\Phi(t)$  должна изменяться по закону, определяемому модулирующим напряжением. Полная фаза и частота колебаний связаны друг с другом известными соотношениями:

$$\Phi(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \varphi, \quad \omega(t) = d\Phi(t)/dt. \quad (3.16)$$

Различают 2 вида угловой модуляции: частотную (ЧМ) и фазовую (ФМ). При ЧМ пропорциональным модулирующему сигналу  $u_{\text{мод}}(t)$  является



изменение частоты  $\Delta\omega(t)$ , а при ФМ – изменение полной фазы несущего колебания  $\Delta\Phi(t)$ , т. е.  $\Delta\omega(t) = au_{\text{мод}}(t)$  при ЧМ и  $\Delta\Phi(t) = bu_{\text{мод}}(t)$  при ФМ, где  $a$  и  $b$  – коэффициенты пропорциональности. При использовании гармонического модулирующего сигнала  $u_{\text{мод}}(t) = U_{\text{мод}} \cos \Omega t$  с учетом (3.16) получим для ЧМ:

$$\begin{aligned} u(t) &= U_{\text{H}} \cos[\omega(t)t + \varphi] = U_{\text{H}} \cos[(\omega_0 t + aU_{\text{мод}} \cos \Omega t)t + \varphi] = \\ &= U_{\text{H}} \cos[\omega_0 t + (aU_{\text{мод}}/\Omega) \sin \Omega t + \varphi], \end{aligned} \quad (3.17)$$

для ФМ:

$$\begin{aligned} u(t) &= U_{\text{H}} \cos[\omega_0 t + bu_{\text{мод}}(t) + \varphi] = U_{\text{H}} \cos[\omega_0 t + bU_{\text{мод}} \cos \Omega t + \varphi] = \\ &= U_{\text{H}} \cos[(\omega_0 - bU_{\text{мод}}\Omega \sin \Omega t)t + \varphi], \end{aligned} \quad (3.18)$$

где  $U_{\text{H}}$  и  $\omega_0$  – амплитуда и частота несущего колебания. В качестве характеристик ЧМ- и ФМ-колебаний используют девиацию частоты  $\Delta\omega$  – максимальное отклонение частоты от своего среднего значения и индекс модуляции  $\Delta\varphi$  – максимальное отклонение фазы колебаний. Из соотношений (3.17) и (3.18) следует, что:

$$\begin{aligned} \text{при ЧМ} \quad \Delta\omega &= aU_{\text{мод}}; \quad \Delta\varphi = aU_{\text{мод}}/\Omega; \quad \Delta\omega = \Omega \Delta\varphi; \\ \text{при ФМ} \quad \Delta\omega &= bU_{\text{мод}}\Omega; \quad \Delta\varphi = bU_{\text{мод}}; \quad \Delta\omega = \Omega \Delta\varphi, \end{aligned}$$

т. е. при обоих видах угловой модуляции девиация частоты и индекс модуляции пропорциональны модулирующему напряжению. Зависимость же этих параметров от частоты модулирующего сигнала различна: при ЧМ девиация частоты  $\Delta\omega$  не зависит от частоты  $\Omega$ , а индекс модуляции  $\Delta\varphi$  обратно пропорционален частоте; при ФМ девиация частоты  $\Delta\omega$  прямо пропорциональна  $\Omega$ , а индекс модуляции  $\Delta\varphi$  не зависит от  $\Omega$ .

Преобразовать один вид угловой модуляции в другой можно обработкой модулирующего сигнала в блоке с частотно-зависимым коэффициентом передачи.

Колебание с угловой модуляцией гармоническим сигналом может быть представлено следующим образом:

$$u(t) = U_{\text{H}} \left\{ J_0(\Delta\varphi) \cos \omega_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} J_n(\Delta\varphi) \left[ \cos(\omega_0 + n\Omega)t + (-1)^n \cos(\omega_0 - n\Omega)t \right] \right\},$$

где  $J_i(\Delta\varphi)$  – функция Бесселя 1-го рода  $i$ -го порядка от аргумента  $\Delta\varphi$ . Отсю-

да следует, что спектр такого сигнала состоит из бесконечного числа составляющих, частоты которых отличаются на  $n\Omega$ .

Если индекс модуляции  $\Delta\varphi \ll 1$ , то  $J_0(\Delta\varphi) \approx 1$ ,  $J_1(\Delta\varphi) \approx 0,5\Delta\varphi$ , а  $J_n(\Delta\varphi) \approx 0$  (при  $n > 1$ ). Тогда, как следует из последнего соотношения, спектр колебания содержит всего 3 составляющие ( $\omega_0, \omega_0 - \Omega$  и  $\omega_0 + \Omega$ ) и от спектра амплитудно-модулированного сигнала отличается только фазой составляющей разностной частоты. Угловая модуляция с таким спектром носит название узкополосной, а мощности отдельных спектральных составляющих такие же, как и при амплитудной с глубиной модуляции  $m = \Delta\varphi$ .

В общем случае спектр сигнала с широкополосной угловой модуляцией бесконечен, однако на практике в полосу сигнала включают только спектральные компоненты, амплитуда которых составляет не менее 10...15 % от амплитуды несущего немодулированного колебания. При этом их число  $n \leq \Delta\varphi$ , а занимаемую сигналом полосу частот  $\Pi$  можно оценить следующим образом:  $\Pi = 2nF_{\max} \leq 2\Delta\varphi F_{\max} = 2\Delta f$ , где  $n$  – число учитываемых боковых составляющих;  $F_{\max}$  – наибольшая модулирующая частота;  $\Delta f = \Delta\omega/2\pi$  – девиация частоты;  $\Delta\varphi = \Delta f/F_{\max}$ .

Существующие разнообразные методы получения угловой модуляции делятся на прямые и косвенные. *Прямые* методы подразумевают непосредственное получение требуемого вида модуляции, а *косвенные* основаны на поэтапном преобразовании одного вида модуляции в другой до получения заданного. При этом косвенный метод формирования ЧМ-сигналов позволяет получить более высокую стабильность частоты несущей.

Наибольшее применение в настоящее время находит ЧМ. Типичная схема осуществления ЧМ прямым методом в автогенераторе, выполненном по схеме емкостной «трехточки», представлена на рис. 3.17.

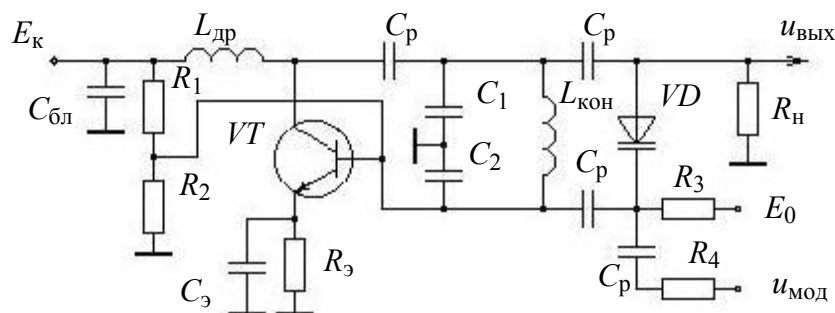


Рис. 3.17

В состав колебательной системы АГ включен варикап  $VD$ , барьерная емкость которого  $C_6$  используется в качестве электронно-перестраиваемого реактивного элемента КС. На варикап одновременно воздействуют напряжения высокой частоты и модулирующего низкочастотного сигнала с амплитудами  $U_\omega$  и  $U_{\text{мод}}$  и постоянное напряжение  $E_0$ . Обычно  $U_{\text{мод}} > U_\omega$ .

Частота генерируемых колебаний, практически равная резонансной частоте колебательной системы АГ, определяется соотношением

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega(t) = 1/\sqrt{L_{\text{кон}}[C_{\text{кон}} + C_{\text{в0}} + \Delta C_{\text{в}}(t)]} \approx \omega_0 \left( 1 - \frac{1}{2} \frac{\Delta C_{\text{в}}(t)}{C_{\text{кон}} + C_{\text{в0}}} \right),$$

где  $C_{\text{кон}} = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$  – полная емкость колебательной системы;  $C_{\text{в0}}$  – емкость варикапа в выбранной рабочей точке, а  $\Delta C_{\text{в}}(t)$  – ее изменение под действием модулирующего сигнала.

При выводе последнего соотношения учитывалось, что  $\max \Delta C_{\text{в}}(t) \ll C_{\text{кон}}$  и справедливы следующие приближенные соотношения:

$$\sqrt{1+x} \approx 1 + 0,5x \text{ и } 1/(1+0,5x) \approx 1 - 0,5x \text{ при } x \ll 1.$$

Таким образом,  $\Delta\omega(t)/\omega_0 = -0,5 \Delta C_{\text{в}}(t)/(C_{\text{кон}} + C_{\text{в0}})$ , а относительное изменение частоты генерируемых колебаний оказывается пропорциональным изменению емкости варикапа только при малом индексе модуляции.

Основные качественные характеристики формируемого радиосигнала, как и в случае амплитудной модуляции, определяются статической и динамической модуляционными характеристиками. Под СМХ понимается зависимость девиации частоты  $\Delta\omega$  от медленно изменяющегося модулирующего сигнала. Динамические модуляционные характеристики подразделяются на амплитудную и частотную. АДМХ – это зависимость девиации частоты  $\Delta\omega$  от амплитуды модулирующего сигнала  $U_{\text{мод}}$  при постоянной его частоте  $\Omega$ , а ЧДМХ – зависимость  $\Delta\omega$  от  $\Omega$  при  $U_{\text{мод}} = \text{const}$ .

Нелинейный характер СМХ обусловлен нелинейными зависимостями резонансной частоты КС АГ от значений реактивных элементов контура и самой нелинейной емкости от амплитуды модулирующего сигнала. Нелинейность СМХ АГ является основной причиной нелинейности и АДМХ и обуславливает появление нелинейных искажений в спектре модулированного сигнала. Достаточная линейность АДМХ, как правило, может быть получена

только при малом индексе модуляции, что требует для получения заданной  $\Delta\omega$  включения умножителей частоты в последующие каскады.

ЧДМХ должна оставаться постоянной во всем диапазоне частот модулирующего сигнала. Однако наличие цепей с частотно-зависимыми коэффициентами передачи, включенных между управляемым реактивным элементом (например, варикапом) и источником модулирующего сигнала, приводит к появлению неравномерности ЧДМХ в области нижних и верхних частот модулирующего сигнала.

### Описание лабораторного стенда

Лабораторный стенд предназначен для изучения основных характеристик АГ, выполненного по емкостной трехточечной схеме, и кварцевых АГ с КвР между базой и коллектором транзистора, между базой и эмиттером и с КвР в цепи обратной связи. Возможности стенда позволяют также провести сравнительный анализ нестабильности частоты каждого из автогенераторов и исследовать прямой метод формирования сигнала с частотной модуляцией.

*Лицевая панель лабораторного стенда содержит его упрощенную схему и необходимые вспомогательные элементы. Любая из исследуемых схем автогенераторов может быть «собрана» с помощью электронных ключей, управляемых кнопкой ТИП СХЕМЫ, расположенной в нижней части лицевой панели, однократным ее нажатием и удержанием в течение 0,2 с. Состояние ключей индицируется соответствующими светодиодами.*

*Лабораторный стенд помимо исследуемого устройства включает в себя регулируемый по амплитуде генератор модулирующего сигнала и мультиметр, позволяющий измерять токи, напряжения и частоту в контрольных точках исследуемого генератора и значение девиации частоты выходного сигнала. При измерении переменных токов и напряжений на дисплей выводятся их амплитудные значения. Температура измеряется в градусах Цельсия. Мультиметр подключается к необходимой контрольной точке с помощью кнопок, расположенных под жидкокристаллическим дисплеем, отображающим измеряемую величину и ее значение. Левая и правая кнопки позволяют «перелистывать» страницы дисплея назад и вперед. Средняя кнопка предназначена для запуска встроенного частотомера.*

*Генератор модулирующего сигнала (ГЕНЕРАТОР G1) с помощью кнопки, расположенной в поле частот, обеспечивает дискретное изменение частоты от 10 Гц до 18 кГц (16 значений) и плавную регулировку амплитуды с помощью потенциометра, расположенного в поле генератора. Регулировка базового смещения, напряжения коллекторного питания и управляющего напряжения осуществляется потенциометрами  $E_{см}$ ,  $E_{к}$  и  $E_{упр}$ .*

*Лабораторный стенд позволяет подключать двухлучевой осциллограф к необходимым контрольным точкам с помощью соответствующих разъемов, выведенных на заднюю панель стенда. При этом в канал 1 подается сигнал, пропорциональный переменной составляющей коллекторного напряжения, а в канал 2 – напряжению на эмиттере. В левом верхнем углу лицевой панели расположен выключатель (СЕТЬ), обеспечивающий включение стенда.*

### **Часть 1. Исследование одноконтурной схемы АГ**

#### **Цели работы:**

1. Исследование диаграмм срыва при «мягком» и «жестком» самовозбуждении в АГ.
2. Изучение влияния режима работы АГ на его характеристики.
3. Исследование влияния фазового сдвига в цепи обратной связи на основные характеристики АГ.
4. Исследование явления прерывистой генерации.

#### **Программа выполнения работы**

1. Установить ручки всех потенциометров лабораторного стенда в крайнее левое (нулевое) положение. Включить для прогрева лабораторный стенд и осциллограф.
2. Ознакомиться со схемой стенда и расположением переключателей, ручек управления и разъемов для подключения осциллографа, а также с перечнем выводимой на жидкокристаллический дисплей информации.
3. Собрать емкостную трехточечную схему АГ при включении транзистора по схеме с «заземленным эмиттером». Для этого поставить переключателя

тель ТИП СХЕМЫ в положение 5. При этом светодиоды, расположенные на лицевой панели стенда, укажут текущее состояние всех коммутаторов. Зарисовать полученную схему АГ.

В соответствии с описанием лабораторного стенда установить коллекторное напряжение  $E_K = 8$  В, эквивалентное сопротивление контура  $R_{Э.кон}$  максимальным (кнопки Rн1, Rн2 и ключи S7, S8 выключены), сопротивление и емкость в цепи автосмещения ( $R_э$  и  $C_э$ ) минимальными (кнопки Rэ1, Rэ2 и ключи S14, S15 включены, а кнопки Cэ1, Cэ2 и ключи S12, S13 выключены). Переключатель  $\tau$  должен находиться в положении 0. Значения  $R_{Э.кон}$ ,  $R_э$  и  $C_э$  приведены далее.

Кнопка Rн1 Ключ S7	Кнопка Rн2 Ключ S8	Сопротивление нагрузки $R_{Э.кон}$ , кОм	
		схемы 1...4	схема 5
Выкл	Выкл	1,2	2,2
Вкл	Выкл	1,0	1,1
Выкл	Вкл	0,9	0,7
Вкл	Вкл	0,8	0,5

Кнопка Rэ1 Ключ S14	Кнопка Rэ2 Ключ S15	Сопротивление в цепи автосмещения
		$R_э$ , кОм
Выкл	Выкл	1,0
Вкл	Выкл	0,7
Выкл	Вкл	0,5
Вкл	Вкл	0,4

Кнопка Cэ1 Ключ S12	Кнопка Cэ2 Ключ S13	Емкость в цепи автосмещения
		$C_э$ , мкФ
Выкл	Выкл	0,0018
Вкл	Выкл	0,05
Выкл	Вкл	0,1
Вкл	Вкл	0,15

3.1. Исследовать диаграммы срыва АГ при различных режимах самовозбуждения. Для этого, изменяя напряжение смещения  $E_{см}$  от нуля до максимально возможного значения, снять зависимости амплитуды напряжения

на контуре  $U_K$  и постоянной составляющей тока коллектора транзистора  $I_{K0}$  от напряжения смещения  $E_{CM}$  ( $U_K, I_{K0} = f(E_{CM})$ ). Повторить измерения при изменении  $E_{CM}$  от максимально возможного до минимально возможного значений.

Эксперимент проводится при различных значениях эквивалентного сопротивления контура  $R_{Э.КОН}$ . Для мягкого самовозбуждения эквивалентное сопротивление должно быть минимальным (кнопки  $R_{H1}, R_{H2}$  и ключи  $S7, S8$  замкнуты). Для жесткого самовозбуждения эквивалентное сопротивление контура должно быть максимальным (кнопки  $R_{H1}, R_{H2}$  и ключи  $S7, S8$  разомкнуты).

3.2. Исследовать режим прерывистой генерации. Для этого установить  $R_Э$  и  $C_Э$  – максимальными (кнопки  $R_{Э1}, R_{Э2}$  и ключи  $S14, S15$  выключены, а кнопки  $S_{Э1}, S_{Э2}$  и ключи  $S12, S13$  включены),  $R_H$  – минимальным (кнопки  $R_{H1}, R_{H2}$  и ключи  $S7, S8$  замкнуты) и, изменяя напряжение смещения  $E_{CM}$  от нуля в сторону его увеличения, добиться появления прерывистых колебаний в АГ. Изменяя положения ключей  $S12, \dots, S15$ , снять зависимости длительности радиоимпульсов и промежутков между ними от значений  $R_Э$  и  $C_Э$  и зарисовать осциллограммы напряжений на выходе АГ и на эмиттере транзистора.

Обратить внимание на влияние значения напряжения смещения на параметры и форму генерируемых радиоимпульсов.

4. Собрать емкостную трехточечную схему АГ при включении транзистора по схеме с «заземленной базой». Для этого поставить переключатель ТИП СХЕМЫ в положение 4 и зарисовать полученную схему АГ.

4.1. Снять настроечную характеристику АГ. Для этого установить коллекторное напряжение  $E_K = 8$  В и снять зависимости напряжения на контуре, постоянной составляющей коллекторного тока транзистора и частоты генерации от значения управляющего напряжения, подаваемого на варикап ( $U_K, I_{K0}, f_G = f(E_{упр})$ ). Эксперимент может быть проведен при различных значениях эквивалентного сопротивления контура  $R_{Э.КОН}$ .

4.2. Исследовать влияние напряжения источника коллекторного питания транзистора АГ на частоту генерируемых колебаний и режим работы транзистора. Для этого при частоте генерируемых колебаний порядка 2 МГц

снять зависимости  $U_{\text{к}}, I_{\text{к0}}, f_{\text{Г}} = f(E_{\text{к}})$ . Эксперимент проводится, начиная с максимально возможного значения напряжения питания  $E_{\text{к}}$ , в сторону его уменьшения до срыва генерации.

Эксперимент может быть проведен для различных значений эквивалентного сопротивления контура  $R_{\text{Э.конт}}$ .

4.3. Исследовать влияние значения коллекторной нагрузки на частоту генерируемых колебаний и режим работы транзистора. Для этого установить коллекторное напряжение  $E_{\text{к}} = 8 \text{ В}$  и снять зависимости  $U_{\text{к}}, I_{\text{к0}}, f_{\text{Г}} = f(R_{\text{н}})$ , изменяя состояния ключей S7 и S8 кнопками в поле.

4.4. Исследовать влияние фазового сдвига в цепи обратной связи на основные характеристики АГ. Для этого установить частоту генерируемых колебаний порядка 2 МГц и снять зависимости напряжения на контуре, постоянной составляющей коллекторного тока транзистора и частоты генерируемых колебаний от длины линии задержки в цепи обратной связи ( $U_{\text{к}}, I_{\text{к0}}, f_{\text{Г}} = f(\tau_{\text{з}})$ ). Фазовый сдвиг изменяется нажатием кнопки в поле ЗАДЕРЖКА.

## **Часть 2. Исследование АГ с кварцевой стабилизацией частоты**

### ***Цели работы:***

1. Изучение основных характеристик схем АГ, стабилизированных кварцем.
2. Исследование влияния настройки контура на режим работы АГ и частоту генерируемых им колебаний.
3. Исследование влияния коллекторного напряжения на режим работы АГ и частоту его генерации.
4. Исследование фазового сдвига в цепи обратной связи на основные характеристики кварцевых АГ.

### **Программа выполнения работы**

1. Установить ручки всех потенциометров лабораторного стенда в крайнее левое (нулевое) положение.

Включить для прогрева лабораторный стенд и осциллограф. Оозна-



миться со схемой стенда и расположением переключателей, ручек управления и разъемов для подключения осциллографа, а также с перечнем выводимой на жидкокристаллический дисплей информации.

2. Собрать схему АГ с КвР в цепи обратной связи, поставив переключатель ТИП СХЕМЫ в положение 3. Зарисовать полученную схему АГ. Установить коллекторное напряжение  $E_K = 8$  В, эквивалентное сопротивление контура  $R_{э.кон}$  максимальным (кнопки Rн1, Rн2 и ключи S7, S8 разомкнуты), переключатель  $\tau$  должен находиться в положении 0.

3. Исследовать схему АГ с КвР в цепи обратной связи.

3.1. Изменяя управляющее напряжение на варикапе ( $E_{упр}$ ), добиться максимальной амплитуды выходного напряжения АГ  $U_K$ . Снять зависимости напряжения на контуре (коллекторе), постоянной составляющей коллекторного тока транзистора и частоты генерируемых колебаний от  $E_{упр}$  и построить соответствующие графики в функции от резонансной частоты колебательной системы АГ  $f_p: U_K, I_{K0}, f_G = f(f_p)$ .

Для этого, прежде всего, сняв зависимость частоты генерируемых колебаний от значения управляющего напряжения  $f_G = f(E_{упр})$  в схеме АГ без кварцевой стабилизации (см. подп. 4.1 ч. 1), установить связь между резонансной частотой колебательной системы АГ  $f_p$  и значением  $E_{упр}$ . При этом считать, что частота генерации  $f_G$  равна резонансной частоте колебательной системы  $f_p$ . Полученную зависимость использовать при исследовании всех схем кварцевых АГ.

Измерения в схеме АГ с КвР в цепи обратной связи проводятся в области значений  $E_{упр}$ , обеспечивающих наличие генерации, начиная с максимальной амплитуды генерируемых колебаний, как в сторону уменьшения резонансной частоты колебательной системы АГ, так и в сторону ее увеличения.

Эксперимент можно провести для нескольких значений эквивалентного сопротивления контура.

3.2. Снять зависимости напряжения на контуре, постоянной составляющей коллекторного тока и частоты генерации от значения напряжения коллекторного питания ( $U_K, I_{K0}, f_G = f(E_K)$ ). Напряжение на варикапе  $E_{упр}$

необходимо установить таким, чтобы амплитуда колебаний на выходе автогенератора  $U_K$  была равна максимальному значению, полученному в подп. 3.1. Эксперимент проводится, начиная с максимально возможного значения напряжения питания  $E_K$ , в сторону его уменьшения до срыва генерации.

3.3. При значении управляющего напряжения на варикапе  $E_{упр}$ , соответствующем максимальному  $U_K$ , исследовать влияние сопротивления коллекторной нагрузки на частоту генерируемых колебаний и режим работы транзистора. Для этого установить коллекторное напряжение  $E_K = 8$  В и снять зависимости  $U_K, I_{K0}, f_{Г} = f(R_H)$ , изменяя состояния ключей S7 и S8 кнопками в поле НАГРУЗКА.

3.4. Установив значение  $E_{упр}$ , соответствующее максимальному  $U_K$ , снять зависимости напряжения на контуре, постоянной составляющей коллекторного тока транзистора и частоты генерации от длины линии задержки в цепи обратной связи ( $U_K, I_{K0}, f_{Г} = f(\tau_3)$ ). Длина линии задержки изменяется переключателем  $\tau$ .

Сравнить результаты экспериментов подп. 3.2 – 3.4 с аналогичными данными, полученными в подп. 4.2 – 4.4 ч. 1 лабораторной работы.

4. Исследовать схему АГ с КвР между базой и коллектором транзистора.

Собрать схему АГ, поставив переключатель ТИП СХЕМЫ в положение 1. Зарисовать полученную схему АГ. Установить коллекторное напряжение  $E_K = 8$  В и добиться возникновения генерации. При этом  $E_{упр}$  должно быть максимальным ( $E_{упр} = 0$ ), эквивалентное сопротивление контура  $R_{Э.кон}$  – максимальным (кнопки Rн1, Rн2 и ключи S7, S8 разомкнуты), переключатель  $\tau$  должен находиться в положении 0.

4.1. Исследовать чувствительность частоты генерации и режима работы транзистора АГ к значению резонансной частоты контура, включенного между эмиттером и коллектором транзистора.

Изменяя  $E_{упр}$ , начиная с малых амплитуд генерируемых колебаний  $U_K$ , в сторону их плавного увеличения, снять зависимости  $U_K, I_{K0}, f_{Г} = f(E_{упр})$ . Пользуясь зависимостью  $f_p = f(E_{упр})$ , построить графики  $U_K, I_{K0}, f_{Г} = f(f_p)$ .

Эксперимент можно провести для нескольких значений эквивалентного сопротивления контура. Для каждого из сопротивлений следует предварительно снять соответствующую зависимость  $f_p = f(E_{\text{упр}})$ .

4.2. Снять зависимости напряжения на контуре, постоянной составляющей коллекторного тока и частоты генерации от значения напряжения коллекторного питания ( $U_k, I_{k0}, f_G = f(E_k)$ ). Эксперимент проводится, начиная с максимально возможного значения напряжения питания  $E_k$ , в сторону его уменьшения до срыва генерации, при этом напряжение на варикапе  $E_{\text{упр}}$  необходимо установить таким, чтобы амплитуда колебаний на выходе автогенератора ( $U_k$ ) была равна 0.7... 0.8 от максимального значения, полученного в подп. 4.1.

5. Собрать схему АГ с КВР между базой и эмиттером транзистора. Для этого поставить переключатель ТИП СХЕМЫ в положение 2. Зарисовать полученную схему АГ. Установить  $E_k = 8$  В и, изменяя  $E_{\text{упр}}$ , добиться возникновения генерации. При этом  $E_{\text{упр}}$  должно быть минимальным, эквивалентное сопротивление контура  $R_{\text{э.кон}}$  – максимальным (кнопки Rн1, Rн2 и ключи S7, S8 разомкнуты), переключатель  $\tau$  должен находиться в положении 0. Исследовать схему АГ с КВР между базой и эмиттером транзистора, повторив эксперименты, аналогичные подп. 4.1, 4.2.

### **Часть 3. Исследование прямого метода формирования сигнала с ЧМ**

#### ***Цели работы:***

1. Исследование статической модуляционной характеристики АГ.
2. Исследование амплитудной динамической модуляционной характеристики АГ.
3. Исследование частотной динамической модуляционной характеристики АГ.

#### **Программа выполнения работы**

1. Установить ручки всех потенциометров лабораторного стенда в крайнее левое (нулевое) положение. Включить для прогрева лабораторный стенд и осциллограф.

2. Ознакомиться со схемой стенда и расположением переключателей, ручек управления и разъемов для подключения осциллографа, а также с перечнем выводимой на жидкокристаллический дисплей информации.

3. Собрать емкостную трехточечную схему АГ при включении транзистора по схеме с «заземленной базой». Для этого поставить переключатель ТИП СХЕМЫ в положение 4 и зарисовать полученную схему АГ. Установить коллекторное напряжение  $E_K = 8$  В, эквивалентное сопротивление контура  $R_{э.кон}$  максимальным (кнопки Rн1, Rн2 и ключи S7, S8 разомкнуты), переключатель  $\tau$  должен находиться в положении 0.

4. Снять СМХ АГ, т. е. зависимости напряжения на контуре, постоянной составляющей коллекторного тока транзистора и частоты генерации от значения управляющего напряжения, подаваемого на варикап ( $U_K, I_{K0}, f_G = f(E_{упр})$ ). Построить соответствующие графики.

5. Снять АДМХ АГ, т. е. зависимость девиации частоты  $\Delta f$  от амплитуды модулирующего сигнала  $U_{мод}$  при постоянной частоте модулирующего напряжения. Для этого однократным нажатием кнопки ВКЛ в поле ГЕНЕРАТОР G1 замкнуть ключ S1. Изменяя  $E_{упр}$ , добиться генерации на частоте, близкой к 2000 кГц ( $1998 \leq f_G \leq 2002$  кГц). С помощью кнопки установки частоты генератора G1 установить частоту модулирующего сигнала  $F_{мод} = 2$  кГц и снять зависимости  $\Delta f$  и  $f_G = f(U_{мод})$ . Амплитуду модулирующего сигнала изменять от 0 до максимально возможного значения потенциометром уровня сигнала генератора G1. По полученным зависимостям построить графики и сравнить с данными, полученными в п. 4.

6. Снять ЧДМХ АГ, т. е. зависимость девиации частоты  $\Delta f$  от частоты модулирующего сигнала  $F_{мод}$  при постоянной амплитуде модулирующего напряжения  $U_{мод}$ , обеспечивающей линейную модуляцию. Эксперимент проводится при частоте генерации 2000 кГц. Частоту модулирующего сигнала изменять в пределах 10 Гц...18 кГц. По полученным зависимостям построить графики.

#### **Часть 4. Исследование нестабильности частоты автогенераторов**

### **Цели работы:**

1. Исследование кратковременной и средневременной нестабильностей частоты различных схем АГ.
2. Исследование влияния температуры кварцевого резонатора и транзистора на частоту кварцевых и бескварцевых АГ.

### **Программа выполнения работы**

1. Включить для прогрева лабораторный стенд и осциллограф и ознакомиться с описанием лабораторного стенда.

2. Ознакомиться со схемой макета и расположением переключателей, ручек управления и разъемов для подключения осциллографа, а также с перечнем информации, выводимой на жидкокристаллический дисплей. Установить коллекторное напряжение  $E_k = 8$  В, эквивалентное сопротивление контура  $R_{\text{Э.кон}}$  – максимальным. Переключатель ЗАДЕРЖКА должен находиться в положении 0.

3. Исследовать нестабильность частоты колебаний кварцевого АГ. Эксперимент проводится для схемы с кварцевым резонатором в цепи обратной связи (переключатель ТИП СХЕМЫ в положении 3).

Установить на ЖКД режим измерения частоты колебаний и снять зависимости кратковременной и средневременной нестабильностей частоты колебаний АГ от времени усреднения (накопления)  $\tau = T_H$  (устанавливается соответствующей кнопкой под ЖКД). Снять зависимость  $f_{\text{ср}} = f(\tau)$ , рассчитать и построить график  $\sigma/f_{\text{ср}} = f(\tau)$ .

Время усреднения  $\tau$  изменять в пределах от 0.001 до 10 с. Для каждого значения  $\tau$  снять не менее 10 отсчетов  $f_{\Gamma}$  и вычислить среднее значение частоты

$$f_{\text{ср}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N f(t_i, \tau), \quad \text{дисперсию} \quad D[f_{\text{ср}}(\tau)] = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \Delta f^2(t_i, \tau), \quad \text{где}$$

$\Delta f(t_i, \tau) = f(t_i, \tau) - f_{\text{ср}}$ , и относительную нестабильность частоты колебаний  $\sigma/f_{\text{ср}} = \sqrt{D}/f_{\text{ср}}$ . Для получения очередного отсчета частоты при выбранном  $\tau$  необходимо каждый раз перезапускать частотомер.

4. Исследовать нестабильности частоты бескварцевого АГ. Включить схему 4 и повторить эксперименты по п. 3.

5. Исследовать зависимость частоты генерации от температуры. Первоначально, включив схему АГ с КР в цепи обратной связи, настройкой колебательной системы установить максимальное значение напряжения на контуре. Далее, не изменяя  $E_{упр}$ , снять зависимость частоты генерации от температуры транзистора в автогенераторах, выполненных по схемам 3 и 4. Для этого включить нагрев транзистора нажатием кнопки НАГРЕВ VT и довести температуру транзистора до  $60^{\circ}\text{C}$ . Выключить нагрев и, начиная с температуры  $55^{\circ}\text{C}$ , через каждые  $5^{\circ}\text{C}$  снимать текущие показания температуры транзистора и частоты генерации поочередно для обеих схем АГ. Одновременно можно регистрировать  $I_{к0}$  и  $U_{к}$  в каждой из схем.

Полученные данные свести в таблицу и построить графики.

После 10...15-минутного остывания лабораторного стенда аналогичным образом исследовать зависимость частоты генерации от температуры КР для схемы с резонатором в цепи обратной связи (схема 3). **После окончания эксперимента убедиться, что кнопки НАГРЕВ ZQ и НАГРЕВ VT выключены!**

### Содержание отчета

1. Упрощенные схемы исследуемых автогенераторов.
2. Таблицы с экспериментальными и расчетными данными и построенные по ним графики.
3. Краткие выводы.

### Контрольные вопросы

1. Объяснить необходимые и достаточные условия существования колебаний в автогенераторе.
2. Каким должен быть характер реактивных сопротивлений в обобщенной трехточечной схеме АГ для выполнения баланса фаз?
3. На основании анализа колебательных характеристик объяснить ход диаграмм срыва при мягком и жестком самовозбуждении.
4. Для чего в схемах АГ используется комбинированное смещение?
5. Каковы причины возникновения прерывистой генерации?

6. Какими преимуществами обладает емкостная трехточечная схема АГ перед индуктивной и почему?

7. Объяснить характер зависимостей, описывающих изменение реактивной и резистивной составляющих сопротивления КвР вблизи резонансного промежутка.

8. Какой характер должно иметь сопротивление колебательного контура в исследуемых схемах кварцевых автогенераторов?

9. Объяснить ход зависимостей  $U_K, I_{K0}, f_{\Gamma} = f(E_{упр})$ , полученных в каждой из исследуемых схем кварцевых автогенераторов.

10. Почему в схеме с КвР между базой и коллектором транзистора целесообразно заменить колебательный контур в цепи коллектор – эмиттер конденсатором, а в схеме с КвР между базой и эмиттером – катушкой индуктивности?

11. Объяснить, в чем заключаются трудности построения осцилляторных схем, использующих колебания КвР на гармониках.

12. Что общего и в чем принципиальная разница между частотной и фазовой модуляциями?

13. Объяснить принцип формирования сигнала с частотной модуляцией прямым методом.

14. Какими причинами обусловлена нелинейность АДМХ?

15. Какие элементы схемы влияют на вид ЧДМХ?

16. Перечислить основные дестабилизирующие факторы и объяснить их влияние на частоту генерируемых колебаний.

17. Что такое кратковременная и долговременная нестабильности частоты, какими причинами они вызваны и как измеряются?

18. Как зависит кратковременная нестабильность частоты от времени наблюдения и усреднения?

## **Лабораторная работа № 4**

### **ИССЛЕДОВАНИЕ ПАССИВНОГО ЦИФРОВОГО СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТЫ**

#### **Основные теоретические сведения**

Синтезом частот называют процесс получения одного или нескольких колебаний с заданным набором номинальных значений их частот из конечного числа исходных колебаний, обычно создаваемых опорными кварцевыми генераторами (ОКГ).

Комплекс устройств, осуществляющий синтез частот, называют системой синтеза частот (ССЧ), а совокупность номинальных значений частот, которые могут быть получены на выходе ССЧ и следуют друг за другом через заданный интервал, – сеткой частот. Если ССЧ выполнена в виде конструктивно самостоятельного устройства, то ее называют синтезатором частоты или синтезатором сетки частот. В дальнейшем, там, где конструктивное выполнение не является существенным, и для синтезатора частоты, и для системы синтеза частот будем использовать общую аббревиатуру ССЧ. В зависимости от требуемого для синтеза числа ОКГ различают одноопорные и многоопорные ССЧ.

*Сами ОКГ обычно не включаются в состав ССЧ. Современные синтезаторы, как правило, работают от одного ОКГ, что позволяет в процессе синтеза обеспечить когерентность выходных колебаний ССЧ исходному колебанию ОКГ и, как следствие, приблизить стабильность каждой из частот формируемой сетки к стабильности частоты ОКГ.*

Технические характеристики различных видов ССЧ однотипны. Основными из них являются следующие:

– интервал между ближайшими соседними значениями рабочих частот (шаг сетки частот)  $f_{\text{ш}}$ . Шаг сетки частот обычно удовлетворяет соотношению  $f_{\text{ш}} = 10^k$  Гц, где  $k$  – целое положительное или отрицательное число, или нуль. При этом значения частот, образующих сетку, описываются соотношением

$$f_{\text{вых}} = n_m 10^{m-1} f_{\text{ш}} + n_{m-1} 10^{m-2} f_{\text{ш}} + \dots + n_1 f_{\text{ш}} = f_{\text{ш}} \sum_{i=1}^m n_i 10^{i-1},$$

(4.1)

где все  $n_i$  независимо друг от друга могут принимать любые целочисленные значения от 0 до 9, а  $m$  – число значащих цифр в значении максимальной частоты на выходе синтезатора;

– минимальная ( $f_{\text{вых min}}$ ) и максимальная ( $f_{\text{вых max}}$ ) частоты диапазона, ширина диапазона рабочих частот ( $\Delta f_{\text{д}} = f_{\text{вых max}} - f_{\text{вых min}}$ ) и коэффици-



ент перекрытия диапазона  $k_d = f_{\text{вых max}} / f_{\text{вых min}}$ . В широкодиапазонных синтезаторах  $1,2 \leq k_d \leq 50 \dots 100$ ;

– общее число фиксированных частот в сетке  $N$  и шаг сетки  $f_{\text{ш}} = (f_{\text{вых max}} - f_{\text{вых min}}) / (N - 1)$ . Значение  $N$  колеблется от 10 до  $10^5 \dots 10^6$  и более, а  $f_{\text{ш}}$  – от долей герца до десятков килогерц;

– нестабильность каждой из частот дискретного множества. Как правило, задают кратковременную и долговременную нестабильности частоты, выраженные либо в абсолютных, либо в относительных единицах. Значения относительных кратковременной и долговременной нестабильностей частоты  $\Delta f / f$  обычно удовлетворяют условию  $10^{-8} \leq \Delta f / f \leq 10^{-4}$ . В тех случаях, когда относительная долговременная нестабильность частоты не должна превышать  $10^{-9} \dots 10^{-10}$ , вместо ОКГ используют квантовый стандарт частоты;

– уровень побочных колебаний  $D = 10 \lg(P_{\text{поб}} / P_{\text{с}})$ , характеризующий выраженное в децибелах отношение мощности побочного колебания  $P_{\text{поб}}$  на выходе возбудителя к пиковой мощности  $P_{\text{с}}$  на рабочей частоте. Обычно уровень побочных составляющих не должен превышать  $-40 \dots -60$  дБ. В отдельных случаях необходим еще более низкий уровень, например  $-100$  или даже  $-140$  дБ;

– время перестройки  $t_{\text{пер}}$  с одной рабочей частоты на другую. Под  $t_{\text{пер}}$  следует понимать интервал времени между моментом окончания команды перестройки (при дистанционном управлении) или ручной установки органов управления частотой в нужное положение и моментом, после которого отклонение текущего значения рабочей частоты от требуемого не превышает допустимого значения.

Помимо указанных, к основным характеристикам синтезатора в зависимости от его назначения могут быть отнесены следующие параметры: мощность формируемого сигнала, массогабаритные характеристики, требуемые условия эксплуатации, энергопотребление, надежность и т. п.

Механизм формирования сетки дискретных частот реализуется с помощью фильтров и конкретного набора нелинейных элементов, выполняющих операции умножения, деления и алгебраического суммирования частот.

Системы синтеза частот, в которых селекцию синтезируемых частот

осуществляют пассивные фильтры, не содержащие автогенераторов, относятся к классу *систем пассивного синтеза частот*. Системы синтеза частот, в которых фильтрацию реализуют активные фильтры в виде колец частотной и фазовой автоподстройки (ФАП) частоты или компенсационных колец, называют *системами активного синтеза частот*.

Системы обоих классов могут быть выполнены как на аналоговой элементной базе, так и с применением цифровых устройств.

В цифровых синтезаторах можно реализовать те же алгоритмы частотообразования, что и в аналоговых, и различия между ними будут только в используемой элементной базе. Кроме того, при построении пассивных цифровых синтезаторов применяют и специфические методы синтеза, реализация которых на элементах аналоговой техники либо невозможна, либо приводит к существенному усложнению синтезатора. В частности, подобные методы синтеза положены в основу построения двух- и многоуровневых синтезаторов, рассмотренных далее.

Системы пассивного аналогового синтеза частот обладают следующими важными достоинствами. Структуры этих систем в принципе просты. Они могут включать в себя большое количество операционных узлов, но все эти узлы пассивные. Их инерционность сравнительно невелика, поэтому время установления частоты выходных колебаний может быть доведено до микросекунд, десятков и даже единиц наносекунд.

*Использование систем пассивного цифрового синтеза, базирующихся на широком применении интегральных и больших интегральных схем, позволяет в полной мере реализовать преимущества современной цифровой элементной базы в части уменьшения массы и габаритов устройств, повышения их надежности и технологичности. Отмеченные достоинства аналоговых систем пассивного синтеза присущи также и цифровым синтезаторам.*

Общим достоинством как аналоговых, так и цифровых систем пассивного синтеза частот является и то, что уменьшение шага сетки частот достигается в них без особых затруднений.

К недостаткам пассивных аналоговых синтезаторов необходимо отнести худшую, по сравнению с активными, чистоту спектра выходного колебания. Это связано с многократным преобразованием частоты в тракте синтезатора и, следовательно, с появлением побочных спектральных составляющих,

в том числе и попадающих в полосу полезного сигнала. Обычно уровень побочных спектральных составляющих в полосе частот  $\Delta f = 3$  кГц у таких синтезаторов составляет  $-60 \dots -70$  дБ и мало зависит от отстройки.

У пассивных цифровых синтезаторов уровень побочных спектральных составляющих в ряде случаев может превышать  $-50 \dots -60$  дБ. Кроме того, максимальная частота сигнала на выходе синтезатора ограничивается быстродействием используемых в нем микросхем и обычно не превышает нескольких десятков мегагерц.

Одна из простейших схем цифрового синтеза (схема двухуровневого синтезатора) представлена на рис. 4.1. Принцип ее работы заключается в следующем. В формирователе импульсов ФИ из гармонических колебаний ОКГ формируется периодическая последовательность коротких импульсов с частотой следования  $f_0 = 1/T_0$ , поступающая затем на вход делителя с переменным коэффициентом деления ДПКД. Коэффициент деления ДПКД выбирается так, чтобы частота следования импульсов на выходе последнего была в 2 раза выше требуемой частоты сигнала на выходе синтезатора. Этот поток импульсов подается на вход триггера Т, создающего последовательность прямоугольных импульсов со скважностью 2 и частотой следования, равной заданной. В перестраиваемом полосовом фильтре ПФ из этой импульсной последовательности выделяется синусоидальный сигнал с частотой первой гармоники. Изменяя коэффициент деления ДПКД и перестраивая ПФ, можно изменять частоту выходных колебаний.

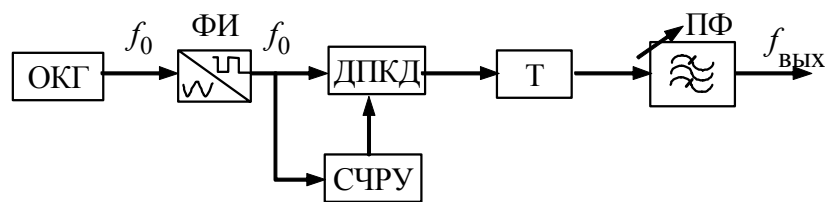


Рис. 4.1

Очевидно, что в общем случае при некоторых значениях  $f_{\text{ВЫХ}}$  требуемый коэффициент деления ДПКД может оказаться нецелым числом. Счетчиковые делители, на базе которых создается ДПКД, не могут поделить частоту на нецелое число, поэтому в подобных случаях поступают следующим образом. Положим, что коэффициент деления ДПКД должен быть установлен равным  $(n_{\text{д}} + l/m)$ , где  $n_{\text{д}}$ ,  $l$ ,  $m$  – целые числа и  $m > l$ , т. е.  $n_{\text{д}}$  – целая часть коэффициента деления, а  $l/m$  – его дробная часть. Для этого, например, в

течение первых  $l$  циклов деления коэффициент деления ДПКД устанавливается равным  $n_{\text{д}} + 1$ , а в последующих  $(m - l)$  циклах – равным  $n_{\text{д}}$ . Тогда средний за  $m$  циклов коэффициент деления

$$n_{\text{д.ср}} = \frac{(n_{\text{д}} + 1)l + n_{\text{д}}(m - l)}{m} = n_{\text{д}} + \frac{l}{m}.$$

*При этом сигнал на выходе синтезатора будет иметь нужную частоту, но с некоторым колебанием фазы, изменяющейся по периодическому закону. Следовательно, спектр его будет содержать побочные составляющие. С достаточной степенью точности можно считать, что уровень наибольших спектральных составляющих в выходном сигнале не будет превышать*

$$D_{\text{max}} \leq 20 \lg(\Delta T / T_{\text{ср}}),$$

где  $\Delta T$  – разность между максимальным и минимальным значениями периода генерируемых колебаний, а  $T_{\text{ср}} = 1 / f_{\text{ср}}$  и  $f_{\text{ср}}$  – средние значения периода и частоты. При выводе приведенного соотношения учитывалось, что индекс получаемой фазовой модуляции существенно меньше единицы, а наибольшая побочная составляющая обусловлена первой гармоникой в представлении закона изменения фазы в виде ряда Фурье.

Если циклы с коэффициентами деления  $n_{\text{д}}$  и  $n_{\text{д}} + 1$  чередуются так, что  $\Delta T \leq T_0$ , то двухуровневый синтезатор, отвечающий этому требованию, называется оптимальным, а  $D_{\text{max}} \leq -20 \lg n_{\text{д.ср}}$ . Управлять коэффициентом деления ДПКД можно с помощью счетно-решающего устройства СЧРУ, вычисляющего получаемый временной сдвиг между формируемыми и идеальными импульсами по известному отличию текущего коэффициента деления от среднего. Совокупность ДПКД и СЧРУ можно рассматривать как делитель с дробно-переменным коэффициентом деления. В соответствии с приведенным для  $D_{\text{max}}$  соотношением требуемую чистоту спектра выходных колебаний синтезатора можно реализовать только при больших коэффициентах деления. Учитывая же, что максимальное значение  $f_0$  ограничено быстродействием существующих ДПКД, двухуровневые цифровые синтезаторы оказываются относительно низкочастотными. Нетрудно заметить, что при увеличении  $f_{\text{вых}}$  (уменьшении  $T_{\text{ср}}$  и  $n_{\text{д.ср}}$ ) уровень побочных составляющих возрастает.

При введении в рассматриваемый синтезатор устройства коррекции временного положения формируемых импульсов ценой усложнения СЧРУ можно либо в  $N$  раз увеличить  $f_{\text{вых max}}$ , либо на  $20 \lg N$  уменьшить  $D_{\text{max}}$ , где  $N$  показывает, во сколько раз уменьшился временной сдвиг между идеальными и формируемыми импульсами за счет введения корректирующего устройства.

Получить любую среднюю частоту и реализовать декадную установку частоты в соответствии с (4.1) можно сложением нескольких потоков импульсов. Вариант структурной схемы соответствующего устройства изображен на рис. 4.2.

Исходный поток импульсов с частотой  $f_0$  поступает последовательно на ряд делителей на 10. Управляемые ключи К1–К $N$  имеют по 2 входа и одному выходу. На входы подаются потоки импульсов со входа и выхода соответствующего делителя. Выходные импульсы каждого делителя служат метками времени, которые делят поток входных импульсов на пачки по 10 в каждой. Счетчики в ключах, ориентируясь по этим меткам, ведут счет импульсов в каждой пачке и в зависимости от нужной частоты пропускают требуемое число импульсов (от одного до девяти), выбирая их так, чтобы интервалы между ними как можно меньше отличались друг от друга. Все потоки импульсов складываются на выходе схемы ИЛИ. Если каждый из ключей выделяет из десятиимпульсной пачки  $k_i$  импульсов ( $1 \leq i \leq N$ ), то за время, соответствующее периоду колебаний на выходе последнего делителя и равное  $10^N / f_0$ , на выходе схемы ИЛИ появится  $k_1 10^{N-1} + k_2 10^{N-2} + \dots + k_N$  импульсов. Следовательно, средняя частота сигнала на выходе схемы ИЛИ  $f_{\text{ср}} = (k_1 / 10 + k_2 / 10^2 + \dots + k_N / 10^N) f_0$ . Включение на выходе ССЧ делителя на  $2M$  позволяет сформировать импульсы со скважностью, близкой к двум, и средней частотой  $f_{\text{ср. вых}} = f_{\text{ср}} / (2M)$ .

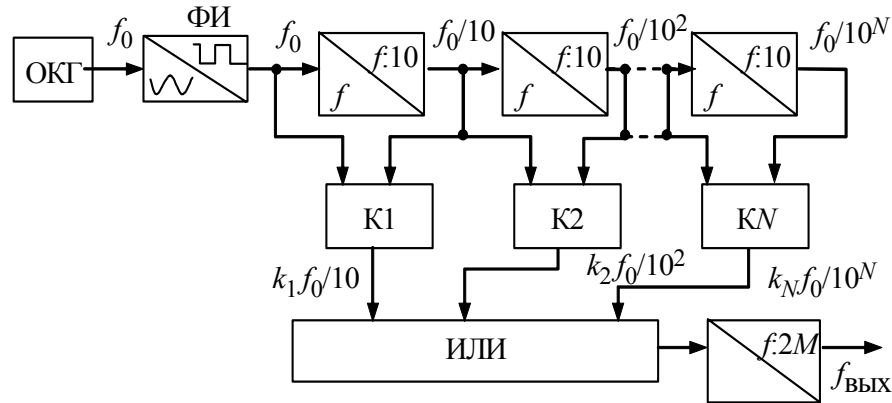


Рис. 4.2

Основным недостатком простейших двухуровневых синтезаторов является большая кратковременная нестабильность частоты, вызванная, в общем случае, неравномерностью частоты следования выходных импульсов.

От указанного недостатка свободен синтезатор с цифровым накоплением фазы, упрощенная схема которого представлена на рис. 4.3.

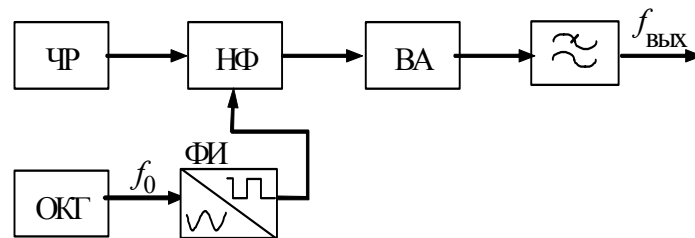


Рис. 4.3

В его состав помимо рассмотренных ранее блоков ОКГ и ФИ входят вычислитель амплитуды ВА, выполненный на основе блока памяти значений  $\sin x$  и цифроаналогового преобразователя ЦАП, частотный регистр ЧР и накопитель фазы НФ, состоящий из  $n$ -разрядных бинарного сумматора и регистра данных. В ЧР записан код дискрета фазы для текущего значения частоты  $\Delta\varphi = 2\pi f_{\text{ВЫХ}} / (N_{\text{д.ф}} \cdot f_{\text{Ш}})$ , где  $N_{\text{д.ф}}$  – число дискретов фазы.

С приходом каждого тактового импульса в сумматоре суммируются значения чисел, записанных в регистре данных и в частотном регистре, и сумма переписывается вновь в регистр данных. Таким образом, в накопителе формируется код текущей фазы мгновенного значения выходного колебания. Как только значение текущей фазы в накопителе превысит  $2\pi$ , произойдет переполнение, в регистр данных запишется разность между последним значением текущей фазы и  $2\pi$  и процесс накопления фазы повторится. В соответствии с кодом числа в накопителе вычислитель амплитуды вырабатывает импульс постоянной длительности  $1/f_0$ , имеющий амплитуду  $U_{\text{ЦАП}} \times$

$\times \sin(2\pi i f_{\text{ВЫХ}} / f_0)$  ( $i \leq f_0 / f_{\text{ВЫХ}}$  – номер приходящего тактового импульса).

Непрерывная последовательность выходных импульсов ЦАП представляет собой ступенчатую аппроксимацию синусоидального напряжения. Для изменения частоты выходного сигнала необходимо изменить дискрет фазы, код которой записан в ЧР.

В соответствии с теоремой Котельникова частота тактовых импульсов должна быть по крайней мере в 2 раза выше максимальной частоты формируемых колебаний. Для облегчения фильтрации гармоник тактовой частоты  $f_0$  обычно выбирают из условия  $f_0 \geq 4f_{\text{ВЫХ max}}$ .

Квантование фазы в блоке памяти и мгновенных значений напряжения на выходе ЦАП приводит к отклонениям синтезированного колебания от моногармонического, что характеризуется уровнями фазового шума

$$D_{\text{ш.ф}} = 20 \lg(q_{\text{ф}} / \sqrt{12}),$$

где  $q_{\text{ф}}$  – шаг квантования фазы, и амплитудного шума

$$D_{\text{ш.а}} = 20 \lg[1 / \sqrt{6}(2^n - 1)].$$

Здесь  $2^n$  – число уровней квантования амплитуды.

### **Описание лабораторного стенда**

Учебно-лабораторный стенд содержит 2 функционально законченных ССЧ: цифровой пассивный с потоками двухуровневых импульсов и цифровой пассивный с потоками многоуровневых импульсов.

На лицевой панели макета размещены органы управления, позволяющие:

- включать и выключать макет (СЕТЬ);
- выбирать исследуемый синтезатор (ТИП ССЧ);
- дискретно управлять режимом работы пассивного ССЧ с потоками двухуровневых импульсов (СТАРШАЯ ДЕКАДА и МЛАДШАЯ ДЕКАДА);
- устанавливать частоту выходных колебаний пассивного ССЧ с потоками многоуровневых импульсов (УСТАНОВКА ЧАСТОТЫ);
- регулировать число дискретов фазы и амплитуды при работе пассивного ССЧ с потоками многоуровневых импульсов (ЧИСЛО ДИСКРЕТОВ ФАЗЫ, АМПЛИТУДЫ).

При выборе типа схемы автоматически активизируются органы индикации и управления соответствующего ССЧ.

***Цифровой пассивный ССЧ с потоками двухуровневых импульсов.***

Функциональная схема цифрового двухуровневого пассивного синтезатора приведена на лицевой панели стенда. Исследуемый синтезатор выполнен по декадному принципу и содержит:

- ОКГ, вырабатывающий сигнал типа «меандр» частотой  $f_{\text{ОКГ}} = 1$  МГц;
- делитель частоты на 10 Д1, выходной сигнал которого представляет собой поток импульсов длительностью 0,5 мкс;
- 2 управляемых коммутатора К1 и К2. Управление коммутаторами осуществляется кнопками СТАРШАЯ ДЕКАДА и МЛАДШАЯ ДЕКАДА;
- схему ИЛИ, осуществляющую сложение двух потоков импульсов, поступающих с выходов К1 и К2;
- выходной делитель частоты на 10 Д2, осуществляющий формирование сигнала типа меандр из выходного потока импульсов.

В установке предусмотрена возможность подключения внешних измерительных приборов к выходу схемы ИЛИ и к выходу ССЧ.

Средняя частота колебаний на выходе синтезатора в килogerцах определяется соотношением:  $f_{\text{ВЫХ}} = (10N_{\text{с.д}} + N_{\text{м.д}})$  (здесь и далее  $N_{\text{с.д}}$  и  $N_{\text{м.д}}$  – число включенных кнопок в старшей и младшей декадах соответственно) и может изменяться в пределах от 1 до 99 кГц с шагом сетки 1 кГц.

***Цифровой пассивный ССЧ с потоками многоуровневых импульсов.***

Функциональная схема цифрового многоуровневого синтезатора приведена на лицевой панели лабораторного стенда и содержит:

- ОКГ, частота выходных колебаний которого  $f_{\text{T}} = 512$  кГц;
- устройство вычисления фазы, определяющее полную текущую фазу выходного колебания:  $\varphi(i) = (2\pi i f_{\text{ВЫХ}}) / f_{\text{T}}$ , где  $i$  – номер пришедшего тактового импульса;  $f_{\text{ВЫХ}} = N_{\text{ч.р}} f_{\text{Ш}}$  – частота выходных колебаний ( $f_{\text{Ш}} = 1$  кГц;  $N_{\text{ч.р}}$  – число, хранящееся в частотном регистре и определяющее частоту выходных колебаний).  $N_{\text{ч.р}}$  устанавливается кнопками УСТАНОВКА ЧАСТОТЫ и отображается на встроенном светодиодном индикаторе. Уст-



ройство вычисления фазы построено на основе каскадного соединения 12-разрядных двоичного сумматора и регистра и 8-разрядного коммутатора, позволяющего изменять число уровней квантования фазы  $N_{д.ф}$  в интервале 2...512;

– устройство вычисления амплитуды, осуществляющее вычисление мгновенного значения  $\sin(\varphi(i))$  и преобразование полученного двоичного числа в напряжение на выходе синтезатора. Оно состоит из каскадно соединенных микросхем памяти и ЦАП, число разрядов преобразования которого может принимать значения в интервале 1...8, а число дискретов амплитуды при этом изменяется от 2 до 256;

– ФНЧ, фильтрующий колебания с частотами более 100 кГц.

Синтезатор позволяет сформировать дискретную сетку частот в диапазоне от 1 до 99 кГц с шагом сетки 1 кГц.

Помимо исследуемых ССЧ в состав лабораторного стенда включен универсальный мультиметр, предназначенный для измерения периода и частоты формируемых колебаний. Частота генерируемых колебаний измеряется при различных временах усреднения (накопления)  $\tau = T_H$ , составляющих 1, 10, 100 мс, 1 и 10 с, а период – при числе периодов накопления  $N$ , равном 1, 10, 100 и 1000.

Измеренные мультиметром данные выводятся на жидкокристаллический дисплей, расположенный на лицевой панели макета. «Перелистывание» страниц дисплея осуществляется кнопками << и >>, запуск частотомера – кнопкой Т.

Для наблюдения осциллограмм и спектрограмм используют внешние двухлучевой осциллограф с возможностью дополнительной внешней синхронизации и анализатор спектра (лабораторная работа может быть выполнена при отсутствии анализатора спектра).

## **Часть 1. Исследование пассивного цифрового ССЧ с потоками двухуровневых импульсов**

### ***Цели работы:***

1. Изучение функциональной схемы и принципа работы пассивного цифрового синтезатора частоты с потоками двухуровневых импульсов.

2. Исследование влияния закона распределения импульсов на периоде выходного колебания декадного синтезатора на уровень побочных спектральных составляющих.

3. Исследование неустойчивости частоты двухуровневого декадного синтезатора.

*4. Исследование влияния абсолютного значения частоты на неустойчивость периода колебаний и максимальный уровень побочных спектральных составляющих.*

### **Программа выполнения работы**

1. Включить стенд и переключатель ТИП ССЧ установить в положение 1.

2. Ознакомиться с работой синтезатора. Для этого, пользуясь клавиатурой управления старшей декадой, набрать частоту 30 кГц, т. е. выбрать любые 3 импульса из 10 и наблюдать на экране осциллографа осциллограммы сигналов на выходе схемы ИЛИ и на выходе ССЧ. Обратит внимание на различия в осциллограммах и спектрограммах при различных способах набора заданной частоты.

Установить частоту выходного сигнала ССЧ равной 20 кГц, время развертки осциллографа 10 мкс и добиться устойчивого изображения на экране осциллографа двух периодов колебаний ССЧ (20 импульсов на выходе схемы ИЛИ). Последовательно увеличивая частоту до 29 кГц с шагом 1 кГц, наблюдать изменение осциллограмм сигналов на выходе схемы ИЛИ и на выходе ССЧ.

3. Исследовать влияние закона распределения импульсов на одном периоде выходного колебания схемы ИЛИ на уровень побочных спектральных составляющих при работе только старшей декады. Для этого при значении частоты выходного сигнала 30 кГц при всех возможных положениях импульсов измерить с помощью частотомера или осциллографа флуктуации периода выходных колебаний ( $\Delta T = T_{\max} - T_{\min}$ ) и определить по соотношению (4.1) относительный уровень амплитуды максимальной побочной составляющей.

Для определения максимального ( $T_{\max}$ ) и минимального ( $T_{\min}$ ) значений периода по частотомеру необходимо в режиме измерения периода при  $N = 1$  нажать кнопку запуска частотомера T и удерживать ее в нажатом со-

стоянии некоторое время. Записать максимальное и минимальное показания частотомера. Сравнить результаты расчета с показаниями анализатора спектра. Определить, при каком законе чередования коэффициентов деления (порядке следования импульсов) синтезатор будет оптимальным, а  $\Delta T$  приобретет минимальное значение, равное  $1/f_T$ .

4. Исследовать влияние времени усреднения на нестабильность периода генерируемых колебаний. Измерения проводятся в режиме измерения периода при усреднении за 1; 10; 100 и 1000 периодов выходных колебаний. Для каждого времени усреднения записать 10 значений периода ( $T_i$ ). Построить зависимость относительной нестабильности частоты от времени усреднения, определяемой соотношениями:

$$\frac{\sigma(\Delta T)}{T_{\text{ср}}} = \sqrt{0,1 \sum_{i=1}^{10} (\Delta T_i)^2} / T_{\text{ср}} ; \Delta T_i = |T_{\text{ср}} - T_i| ; T_{\text{ср}} = 0,1 \sum_{i=1}^{10} (T_i).$$

Измерения проводятся для случаев оптимального и наихудшего расположения импульсов на периоде при частоте выходных колебаний 30 кГц.

5. Исследовать влияние закона распределения импульсов в каждой из декад на уровень побочных спектральных составляющих в спектре выходного сигнала ССЧ. Частоту выходного сигнала установить 33 кГц. Определить флуктуации периода выходных колебаний ( $\Delta T$ ) и вычислить по соотношению (4.1) амплитуду максимальной побочной составляющей. Сравнить результаты расчета с показаниями анализатора спектра.

Измерения проводятся для следующих случаев:

- импульсы в старшей и младшей декадах расположены наихудшим образом;
- импульсы в младшей декаде расположены наихудшим образом, в старшей – наилучшим;
- импульсы в младшей декаде расположены наилучшим образом, в старшей – наихудшим;
- импульсы в старшей и младшей декадах расположены наилучшим образом.

Отметить, в какой области частот находится побочная спектральная составляющая с максимальной амплитудой. Сравнить результаты экспериментов.

6. Исследовать оптимальный двухуровневый синтезатор. Для этого

включить схему многоуровневого синтезатора, переключив ТИП ССЧ в положение 2. В соответствии с описанием лабораторного макета установить число дискретов ЦАП равным 256, число дискретов фазы – 2, а частоту выходных колебаний – 30 кГц. С помощью частотомера или осциллографа определить флуктуации периода выходного колебания ( $\Delta T$ ). Вычислить максимальный уровень побочных спектральных составляющих и сравнить с показаниями анализатора спектра. Провести также сравнение с аналогичными характеристиками двухдекадного оптимального синтезатора при том же значении частоты выходного сигнала. Объяснить результаты сравнения, учитывая, что частота опорных тактовых импульсов в многоуровневом синтезаторе составляет 512 кГц, а в двухуровневом – 1000 кГц.

*Изменяя частоту выходных колебаний от 11 до 91 кГц через 10 кГц, исследовать влияние абсолютного значения частоты на нестабильность периода колебаний и максимальный уровень побочных спектральных составляющих. Построить соответствующие зависимости.*

## **Часть 2. Исследование пассивного цифрового ССЧ с потоками многоуровневых импульсов**

### ***Цели работы:***

1. Изучение функциональной схемы и принципа работы пассивного цифрового синтезатора частоты с потоками многоуровневых импульсов.
2. Исследование влияния числа уровней квантования фазы и дискретов амплитуды на нестабильность частоты многоуровневого пассивного цифрового синтезатора.
3. Исследование зависимости относительного уровня субгармонических составляющих в выходном сигнале синтезатора от его рабочей частоты.
4. Исследование влияния числа уровней квантования фазы и дискретов амплитуды на гармонический состав выходного сигнала синтезатора.

### **Программа выполнения работы**

1. Включить стенд и переключатель ТИП ССЧ установить в положение 2.
2. Ознакомиться с работой синтезатора. Для этого, пользуясь клавиатурой управления в соответствии с описанием лабораторного стенда, устано-

вить частоту выходных колебаний 30 кГц и максимальные число разрядов преобразования ЦАП и число уровней квантования фазы. Наблюдать осциллограммы сигналов на выходе ССЧ до и после ФНЧ, изменяя числа уровней квантования фазы ( $N_{д.ф}$ ) и амплитуды ( $N_{д.а}$ ).

3. Исследовать влияние числа уровней квантования фазы ( $N_{д.ф}$ ) при максимальном числе разрядов преобразования ЦАП на нестабильность частоты (периода) колебаний. Для этого при частоте выходного сигнала 90 кГц при всех возможных  $N_{д.ф}$  измерить с помощью частотомера ( $N = 1$ ) флуктуации периода выходных колебаний ( $\Delta T$ ) и определить по соотношению (4.1) амплитуду максимальной побочной составляющей. Сравнить результаты расчета с показаниями анализатора спектра. Построить соответствующие графики.

4. Исследовать влияние числа дискретов амплитуды ( $N_{д.а}$ ), начиная с четырех, на нестабильность частоты (периода) колебаний. При частоте выходного сигнала ССЧ 90 кГц и  $N_{д.ф} = 512$  при всех возможных значениях  $N_{д.а}$  измерить с помощью частотомера флуктуации периода выходных колебаний  $\Delta T$  и определить по соотношению (4.1) амплитуду максимальной побочной составляющей. Сравнить результаты расчета с показаниями анализатора спектра. Построить соответствующие графики.

5. Исследовать совместное влияние числа дискретов фазы и дискретов амплитуды на уровень побочных спектральных составляющих. Для этого одновременно изменять оба параметра, начиная с четырех, приняв  $N_{д.а} = N_{д.ф}$ . Измерения проводятся на частоте 90 кГц. Произвести соответствующие измерения, вычисления и сравнительный анализ. Построить графики полученных зависимостей.

6. При максимальном числе дискретов фазы  $N_{д.ф}$  и числе дискретов амплитуды  $N_{д.а} = 8$  исследовать зависимость амплитуды максимальной субгармонической составляющей от частоты выходного сигнала. Для этого, изменяя частоту выходного сигнала от 11 до 91 кГц через 10 кГц, измерить с помощью частотомера флуктуации периода выходных колебаний  $\Delta T$  и определить по соотношению (4.1) амплитуду максимальной побочной составляющей. Сравнить результаты расчета с показаниями анализатора спектра. Построить соответствующие графики и сравнить их с графиками, получен-

ными в п. 6 ч. 1 работы.

7. Исследовать зависимость относительного уровня второй и третьей гармоник выходного сигнала от числа дискретов амплитуды, установив при этом частоту выходного колебания ССЧ 8 кГц, а число уровней квантования фазы – максимальным. Построить графики изменения второй и третьей гармоник.

Исследовать зависимость относительных уровней гармонических составляющих выходного сигнала (до 17-й гармоники включительно) от числа уровней квантования фазы для того же значения частоты. Число дискретов амплитуды необходимо установить максимальным. Зарисовать полученные спектрограммы.

8. Пользуясь анализатором спектра, определить на частоте, указанной преподавателем, минимальное значение частоты субгармонической составляющей в спектре выходного сигнала, установив  $N_{д.ф}$  минимальным, а  $N_{д.а}$  – максимальным.

### **Содержание отчета**

1. Функциональные схемы исследуемых синтезаторов.
2. Таблицы с данными экспериментов и расчетов.
3. Графики экспериментальных и расчетных зависимостей.
4. Краткие выводы по работе.

### **Контрольные вопросы и задания**

1. Объяснить принцип работы синтезатора с потоками двухуровневых импульсов.
2. Объяснить механизм влияния закона распределения импульсов на стабильность частоты и величину максимальной побочной составляющей в спектре выходного сигнала синтезатора с потоками двухуровневых импульсов.
3. Определить, при каком значении частоты выходного сигнала в его спектре не будет субгармонических составляющих.
4. Объяснить принцип работы синтезатора с потоками многоуровневых импульсов.
5. Объяснить влияние числа уровней квантования фазы и амплитуды на

уровень побочных составляющих в выходном сигнале синтезатора с потоками многоуровневых импульсов.

6. В чем причины появления амплитудного и фазового шумов в выходном сигнале ССЧ с потоками многоуровневых импульсов?

7. Чем вызвана зависимость нестабильности частоты и уровня побочных составляющих в выходном сигнале пассивных цифровых синтезаторов от абсолютного значения частоты? При каких значениях частоты выходного сигнала ССЧ подобная зависимость пропадет?

## **Лабораторная работа № 5**

### **ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВОГО СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТЫ С ФАП**

#### **Основные теоретические сведения<sup>1</sup>**

При построении активных ССЧ широко используются методы, основанные на применении ФАП. С помощью устройств ФАП можно осуществить алгебраическое суммирование частот ряда колебаний, деление и умножение частоты.

Основным преимуществом активных синтезаторов частоты является низкий уровень побочных спектральных составляющих, достигающий  $-100\dots-120$  дБ в полосе 3 кГц при малых отстройках от рабочей частоты и уменьшающийся с увеличением отстройки.

К недостаткам систем активного синтеза, по сравнению с пассивными, относятся большее время перестройки с одной рабочей частоты на другую и возможность (особенно в случаях использования ФАП) генерации сигналов, частота которых не соответствует установленному значению. Последнее возможно, например, при разрыве кольца ФАП. Уменьшение шага сетки частот в системах активного синтеза, как правило, требует существенного усложнения схемы и сопряжено с увеличением инерционности системы.

Переход к цифровой элементной базе позволяет, как и в пассивных синтезаторах, улучшить массогабаритные характеристики системы синтеза, по-

---

<sup>1</sup> Основные сведения о синтезаторах частоты приведены в разделе «Основные теоретические сведения» лабораторной работы № 4.

высить ее надежность и технологичность, но снижает максимальное значение рабочей частоты.

Структурная схема простейшей системы активного аналогового синтеза с ФАП представлена на рис. 5.1. Источником выходных колебаний в схеме является генератор  $G$ , плавно перестраиваемый с помощью реактивного элемента  $PЭ$ , включенного в его колебательную систему. В качестве  $PЭ$  обычно используется варикап, управляемый напряжением, подаваемым на него с выхода фазового детектора  $ФД$  через фильтр нижних частот  $ФНЧ$  и усилитель постоянного тока  $УПТ$ . Совокупность генератора и  $PЭ$  образует генератор, управляемый напряжением  $ГУН$ . В  $ФД$  происходит сравнение фазы колебаний, поступающих с выхода эталонного генератора  $ОКГ$  и имеющих частоту  $f_э$ , с фазой колебаний  $ГУН$ , прошедших через делитель частоты с переменным коэффициентом деления  $ДПКД$ . Эталонный генератор  $ЭГ$  обычно выполняется в виде каскадного соединения кварцевого генератора и делителя с фиксированным коэффициентом деления.

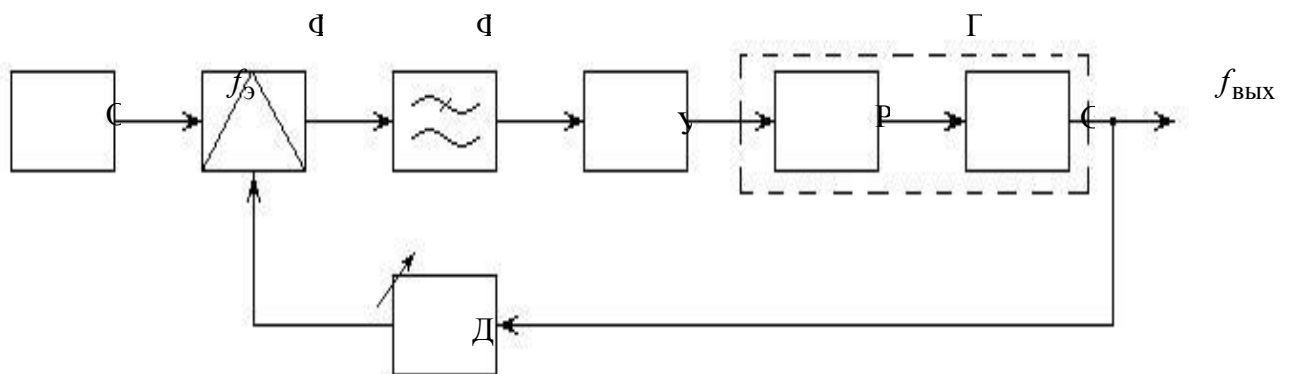


Рис.

При моногармоническом эталонном сигнале в рассматриваемом синтезаторе возможен стационарный синхронный режим, при котором между колебаниями на входах  $ФД$  устанавливается постоянная разность фаз, а их частоты оказываются равными, т. е.

$$f_{ГУН} / N_d = f_э, \quad (5.1)$$

где  $f_{ГУН}$  – частота сигнала на выходе синтезатора;  $N_d$  – текущее значение коэффициента деления  $ДПКД$ .

В том случае, когда равенство (5.1) не выполнено (режим биений), на выходе  $ФД$  возникает переменное напряжение, так изменяющее емкость варикапа, а следовательно, резонансную частоту колебательной системы  $ГУН$  и



частоту его генерации, чтобы переменная составляющая текущей разности фаз  $[\varphi_{\text{ГУН}}(t) - \varphi_3(t)]$  уменьшалась, стремясь к нулю, а постоянная составляющая стремилась к значению, соответствующему стационарному режиму.

Представив соотношение (5.1) в виде  $f_{\text{ГУН}} = N_{\text{д}} f_3$ , нетрудно заметить, что подобный синтезатор является умножителем частоты  $f_3$ , а изменяя  $N_{\text{д}}$ , можно получать дискретные значения  $f_{\text{ГУН}}$  с шагом  $f_{\text{ш}} = f_3$ .

Рассматриваемая ССЧ является системой с обратной связью, и, следовательно, коэффициент передачи между двумя любыми точками схемы определяется соотношением

$$\dot{K}_3 = \dot{K}_p / (1 + \dot{K}_{\text{р.п}}),$$

где  $\dot{K}_3$  и  $\dot{K}_p$  – коэффициенты передачи между интересующими точками схемы при, соответственно, замкнутой и разомкнутой петле обратной связи;  $\dot{K}_{\text{р.п}}$  – полный коэффициент передачи по обходу разомкнутой петли.

Коэффициент передачи разомкнутого кольца ФАП, во многом определяющий свойства синтезатора, для рассматриваемой схемы равен:

$$\dot{K}_{\text{р.п}} = S_{\text{ФД}}(\varphi) \frac{1}{N_{\text{д}}} \dot{K}_{\text{у.ф}}(j\Omega) S_{\text{РЭ}}(u_y) \frac{1}{j\Omega}, \quad (5.2)$$

где  $S_{\text{ФД}}(\varphi) = U_m dF[\varphi(t)] / d\varphi(t)$  – крутизна характеристики ФД, описываемой функцией вида  $U_{\text{ВЫХ ФД}}(t) = U_m F[\varphi(t)]$ ;  $U_{\text{ВЫХ ФД}}(t)$  – напряжение на выходе ФД, а  $U_m$  – его максимальное значение;  $|F[\varphi(t)]| \leq 1$ ;  $\varphi$  и  $\Omega$  – соответственно, фазовый угол между сигналами на входах ФД и круговая частота его изменения;  $\dot{K}_{\text{у.ф}}(j\Omega)$  – коэффициент передачи каскадно соединенных УПТ и ФНЧ;  $S_{\text{РЭ}}(u_y) = d\omega_{\text{ГУН}} / du_y$  – крутизна регулировочной характеристики РЭ;  $u_y$  – управляющее напряжение, поступающее с ФНЧ на РЭ;  $1/j\Omega$  – коэффициент передачи автогенератора в ГУН.

Обозначая коэффициенты передачи на выходе ССЧ для паразитного отклонения фазы (ПОФ) ГУН через  $K_{\text{ГУН}_3}(j\Omega)$  и ПОФ опорного (эталонного) колебания через  $K_{3,3}(j\Omega)$ , можно записать:

$$\dot{K}_{\text{ГУН.з}}(j\Omega) = \frac{1}{1 + (1/N_{\text{д}})S_{\text{ФД}}S_{\text{РЭ}}\dot{K}_{\text{у.ф}}(j\Omega)\frac{1}{j\Omega}}; \quad (5.3)$$

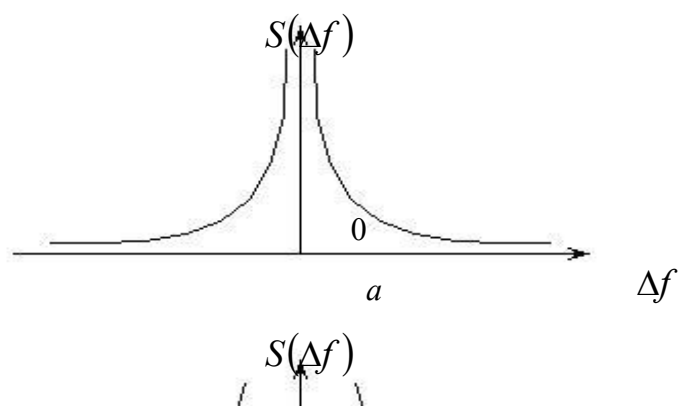
$$\dot{K}_{\text{э.з}}(j\Omega) = \frac{S_{\text{ФД}}S_{\text{РЭ}}\dot{K}_{\text{у.ф}}(j\Omega)\frac{1}{j\Omega}}{1 + (1/N_{\text{д}})S_{\text{ФД}}S_{\text{РЭ}}\dot{K}_{\text{у.ф}}(j\Omega)\frac{1}{j\Omega}}. \quad (5.4)$$

Анализ (5.3) и (5.4) показывает, что низкочастотные составляющие ПОФ сигнала на выходе ГУН подавляются кольцом ФАП тем эффективнее, чем ниже  $\Omega$  (при  $\Omega \rightarrow 0$   $K_{\text{ГУН.з}} \rightarrow 0$ ). С повышением частоты  $K_{\text{ГУН.з}}$  возрастает, стремясь к единице. Что же касается  $K_{\text{э.з}}$ , то его изменения при изменении частоты оказываются прямо противоположными. Максимальное значение  $K_{\text{э.з}}$ , равное  $N_{\text{д}}$ , будет наблюдаться при  $\Omega \rightarrow 0$ , а с ростом частоты  $K_{\text{э.з}}$  будет уменьшаться, т. е. низкочастотные составляющие ПОФ сигналов на входе ФД усиливаются кольцом ФАП в  $N_{\text{д}}$  раз.

Таким образом, в выходном сигнале синтезатора с кольцом ФАП в режиме синхронизации эффективно подавляются те побочные составляющие, возникающие в ГУН, частоты которых близки к требуемому значению синтезируемой частоты  $f_{\text{вых}}$ , а удаленные от нее беспрепятственно проходят на выход. Зато вблизи  $f_{\text{вых}}$  появляются спектральные составляющие, обусловленные нестабильностью сигналов, поступающих с эталонного генератора, и фазовым шумом ДПКД, тогда как при больших отстройках от  $f_{\text{вых}}$  эти составляющие будут подавлены.

Изложенное иллюстрируется графиками (рис. 5.2). Здесь изображены спектральные плотности среднего квадрата напряжений на выходах эталонного генератора (рис. 5.2, а) и ГУН (рис. 5.2, б) при разомкнутой петле ФАП, а также спектральная плотность среднего квадрата напряжения на выходе ГУН при замкнутой петле ФАП (рис. 5.2, в). При выполнении графиков для наглядности считалось, что  $N_{\text{д}} = 1$ .

Коррекция частотных характеристик кольца ФАП, обеспечивающая требуемое подавление побочных составляющих (в том



числе, обусловленных прохождением сигнала с выхода ОКГ на вход ГУН) во всей области частот вблизи  $f_{\text{вых}}$ , осуществляется выбором соответствующей частотной характеристики  $\dot{K}_{\text{у.ф}}(j\Omega)$ .

Помимо подавления побочных составляющих ФНЧ и УПТ должны обеспечить устойчивость ССЧ. Для этого необходимо, чтобы модуль коэффициента передачи разомкнутого кольца ФАП, определяемого выражением (5.2), был меньше 1 в области частот  $\Omega$ , где абсолютное значение его аргумента больше  $\pi$ .

Ширина полосы удержания, в пределах которой автоматически сохраняется условие синхронизма при отстройке ГУН, определяется максимальным изменением частоты ГУН под воздействием управляющего напряжения. Полоса захвата не превышает полосу удержания и в значительной степени определяется характеристиками ФНЧ.

Основной трудностью при реализации рассмотренной <sup>Рис.</sup> схемы аналоговой ССЧ с ФАП является построение ДПКД, обеспечивающего большое число возможных коэффициентов деления. В связи с этим одним из наиболее распространенных методов построения аналоговых ССЧ следует считать метод, основанный на использовании общего для всего устройства кольца ФАП.

Отличительной особенностью цифрового синтезатора с ФАП является замена аналоговых ФД и ДПКД, соответственно, на импульсно-фазовый детектор (ИФД) и цифровой ДПКД. При этом между эталонным генератором и ИФД, а также между выходом ГУН и входом ДПКД необходимо включить формирователи импульсов, преобразующие гармонические сигналы в последовательность импульсов той же частоты.

По сравнению с рассмотренной аналоговой ССЧ активный цифровой синтезатор обладает следующими достоинствами:

- для уменьшения шага сетки достаточно увеличить коэффициент деления ДПКД и уменьшить частоту сравнения;
- в схеме в основном используются стандартные элементы и детали цифровой техники, а из аналоговых элементов – один перестраиваемый ФНЧ и один перестраиваемый генератор.

Вместе с тем, схема обладает и некоторыми недостатками:

- верхняя граница диапазона используемых частот ограничена быстрым действием ДПКД;
- возрастает время установления частоты колебаний;

– из-за конечности и нестабильности длительностей фронтов выходных сигналов ФИ и триггеров ДПКД фаза фронта выходного импульса непрерывно меняется, что эквивалентно внесению дополнительного фазового шума в кольцо ФАП.

Применение в кольце ФАП цифровых элементов превращает ССЧ в систему с дискретным регулированием. Однако, учитывая, что длительность переходных процессов в синтезаторе при смене рабочих частот даже при использовании ИФД типа «выборка-запоминание» и отсутствии ФНЧ (при этом достигается максимальное быстродействие) значительно превышает период следования импульсов опорного генератора, допустимо рассматривать систему как непрерывную и воспользоваться соотношениями (5.3) и (5.4).

Анализируя переходный процесс при смене рабочих частот, помимо сделанных ранее допущений о типе ИФД и отсутствии ФНЧ целесообразно положить, что длительности опорных импульсов, формируемых ФИ, и импульсов, поступающих с выхода ДПКД, существенно меньше периода эталонного колебания. Тогда с приходом  $k$ -го после начала перестройки частоты импульса с выхода ДПКД оставшаяся ошибка в значении частоты выходного сигнала

$$\Delta f_{\text{ош}k} = (N_{\text{д}2} f_{\text{ш}} - f_{k-1})q,$$

где  $q = 1 - S_{\text{р}3} S_{\text{ФД}} / f_{k-1}$ .

Анализ последнего соотношения показывает, что с приходом каждого  $k$ -го импульса значение ошибки изменяется в  $q$  раз. При этом, если  $0 < q < 1$ , процесс установления частоты носит апериодический характер, а при  $-1 < q < 0$  – колебательный. При  $|q| \geq 1$  сходимость процесса установления частоты нарушается, что свидетельствует о нарушении условия устойчивости в петле ФАП. Изложенное иллюстрируется графиками (рис. 5.3), где изображен процесс изменения частоты при переключении ДПКД.

Включение ФНЧ на выходе ИФД существенно влияет на форму напряжения на выходе фазового детектора и может привести к изменению характера процесса установления частоты.

В цифровом синтезаторе определенный интерес будет представлять и коэффициент передачи фазового шума ДПКД  $K_{\text{д.з}}$ , определяемый тем же соотношением (5.4), что и  $K_{\text{э.з}}$ .

Полоса захвата в цифровых синтезаторах с ФАП достаточно велика. Последнее приводит к тому, что требования к нестабильности частоты ГУН относительно низкие, они не связаны с коэффициентом деления ДПКД и не ограничивают ни минимального значения  $f_{\text{Ш}}$ , ни максимального значения  $f_{\text{ВЫХ}}$ .

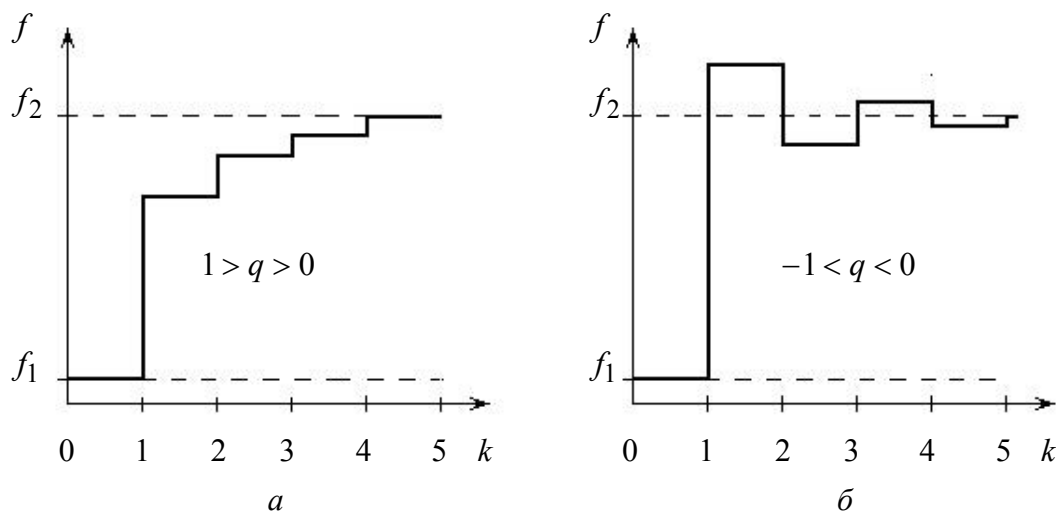


Рис. 5.3

Практически выходной сигнал любого ИФД, в том числе и типа «выборка-запоминание», содержит значительные спектральные составляющие с частотой сравнения  $f_3$  и ее гармоник, приводящие к частотной модуляции напряжения на выходе ССЧ. В связи с этим между ИФД и ГУН всегда включается ФНЧ, выполненный в виде  $RC$ -цепи, пропорционально-интегрирующего или более сложного  $RLC$ -фильтра с граничной частотой, существенно меньшей  $f_3 = f_{\text{Ш}}$ . В этом случае помимо решения вопросов устойчивости кольца ФАП, во многом определяемой АЧХ и ФЧХ ФНЧ, необходимо учитывать и тот факт, что с уменьшением  $f_{\text{Ш}}$ , а значит, и граничной частоты ФНЧ, пропорционально будет уменьшаться полоса захвата и увеличиваться инерционность синтезатора, приводящая к увеличению времени перехода с одной рабочей частоты на другую. Кроме того с уменьшением  $f_{\text{Ш}}$  сузится полоса частот, в которой кольцо ФАП эффективно подавляет спектральные составляющие, вызванные ПОФ ГУН.

Разрешение указанного противоречия возможно при таком построении синтезатора, которое допускает выбор эталонной частоты сравнения, существенно превышающей шаг сетки частот  $f_{\text{Ш}}$ . Последнее можно реализовать следующими способами:

- включением на выходе ССЧ делителя с фиксированным коэффициентом деления (ДФКД);
- включением вместо ДПКД делителя с дробно-переменным коэффициентом деления;
- использованием в одной ССЧ нескольких колец ФАП с одинаковыми или разными частотами сравнения, но всегда большими  $f_{ш}$ ;
- включением между ОКГ и ИФД делителя с переменным коэффициентом деления, зависящим от значения частоты выходного сигнала синтезатора.

При первом способе в коэффициент деления ДФКД раз удается уменьшить  $f_{ш}$ , но во столько же раз уменьшаются абсолютный диапазон перекрываемых частот и сами рабочие частоты синтезатора, что резко ограничивает возможности применения данного метода.

Второй способ, суть которого была подробно рассмотрена ранее (см. лабораторную работу № 4), зачастую не обеспечивает требуемой кратковременной нестабильности частоты, поскольку коэффициент деления только в среднем имеет заданное значение, что также ограничивает область его применения.

На практике наиболее широко используются методы третьей и четвертой групп.

### ***Способы формирования информационного сигнала в синтезаторах.***

Амплитудная модуляция и манипуляция, различные виды однополосной модуляции осуществляются в формирователе информационного сигнала, не входящем в состав синтезатора сетки частот, угловая же (фазовая или частотная) модуляция или манипуляция, как правило, осуществляется в тракте ССЧ. Известные устройства для организации фазовой и частотной модуляций обычно обладают высокой линейностью модуляционных характеристик лишь при малых индексах модуляции и малой девиации частоты. Для получения больших индексов модуляции и девиации частоты используют последующее умножение частоты. Осуществление угловой модуляции в тракте цифровой ССЧ с ФАП, являющейся умножителем эталонной частоты  $f_э$ , позволяет непосредственно получить требуемую глубину модуляции. Угловая модуляция в этом случае не сопровождается изменением номинального значения несущей частоты.

Модулирующее напряжение в кольце ФАП можно подавать на РЭ, на фазовый модулятор (ФМ), включаемый перед ФД в цепь подачи опорного колебания (в этом случае удастся реализовать значения индекса модуляции, существенно превышающие 1), или одновременно на РЭ и ФМ.

### СООТНОШЕНИЕ

$$\Psi_{\text{ВЫХ}} = u_y \frac{S_{\text{РЭ}} \frac{1}{j\Omega}}{1 + (1/N_d) S_{\text{ФД}} S_{\text{РЭ}} \dot{K}_{\text{у.ф}}(j\Omega) \frac{1}{j\Omega}}$$

определяет коэффициент преобразования амплитуды гармонического напряжения  $u_y$  на входе РЭ в амплитуду изменения фазы (индекс модуляции) выходного колебания –  $\Psi_{\text{ВЫХ}}$ . При этом амплитуда отклонения (девиация) частоты выходного колебания

$$\Delta\omega_{\text{ВЫХ}} = u_y \frac{S_{\text{РЭ}}}{1 + (1/N_d) S_{\text{ФД}} S_{\text{РЭ}} \dot{K}_{\text{у.ф}}(j\Omega) \frac{1}{j\Omega}}.$$

Из последнего соотношения следует, что при

$$(1/N_d) S_{\text{ФД}} S_{\text{РЭ}} \dot{K}_{\text{у.ф}}(j\Omega_{\text{min}}) \ll \Omega_{\text{min}},$$

где  $\Omega_{\text{min}}$  – минимальная частота модулирующего сигнала, можно считать  $\Delta\omega_{\text{ВЫХ}} = u_y S_{\text{РЭ}}$ , т. е. наблюдается практически неискаженная частотная модуляция. Если же надо получить неискаженную фазовую модуляцию, то модулирующее напряжение  $u_y$  следует подавать на РЭ через дифференциатор.

Из формулы (5.4) видно, что при  $(1/N_d) S_{\text{ФД}} S_{\text{РЭ}} \times \dot{K}_{\text{у.ф}}(j\Omega_{\text{max}}) \gg \Omega_{\text{max}}$ , где  $\Omega_{\text{max}}$  – максимальная частота модулирующего сигнала, коэффициент передачи отклонений фазы опорного колебания не зависит от  $\Omega$ . Следовательно, для получения практически неискаженной фазовой модуляции модулирующее напряжение  $u_y$  надо подавать на ФМ непосредственно, а для получения частотной модуляции – через интегратор.

Подавая модулирующее напряжение одновременно на РЭ и ФМ, удается получить неискаженную угловую модуляцию, если  $(1/N_d)S_{ФД}S_{РЭ} \times \times \dot{K}_{у.ф}(j\Omega_{\min})$  лежит в области между  $\Omega_{\min}$  и  $\Omega_{\max}$ .

Простейший способ обеспечить частотное телеграфирование в пассивном цифровом синтезаторе состоит в поочередном формировании в ССЧ колебаний с двумя частотами, смещенными на одинаковые интервалы относительно несущей частоты  $f_H$ . Однако при таком решении переход с одной частоты на другую сопровождается разрывом фазы, что приводит к недопустимо большому уровню внеполосных составляющих в спектре выходного напряжения.

Лучшим решением является использование ССЧ с кольцом ФАП с ДПКД, коэффициент деления которого изменяется в зависимости от того, какая из двух частот должна быть получена. Инерционность ГУН обеспечивает при этом отсутствие разрыва фазы, но из-за быстрого (почти скачкообразного) перехода с одной частоты на другую уровень внеполосных составляющих спектра, хотя и меньший, остается все еще недопустимо большим.

Дальнейшее снижение уровня внеполосных спектральных составляющих достигается ступенчатым переходом с одной частоты на другую. Восемью ступеней достаточно, чтобы уровень внеполосных составляющих удовлетворял международным нормам. Такой многоступенчатый переход можно достаточно просто осуществить и с помощью кольца ФАП с ДПКД. Включение ФНЧ, сглаживающего фронты напряжения, поступающего с выхода ИФД, также позволяет снизить уровень импульсных составляющих. Однако при этом, как правило, увеличивается время смены рабочих частот синтезатора.

При фазовом телеграфировании частота колебаний, излучаемых передатчиком, не изменяется, а в соответствии с первичным сигналом изменяется их фаза, как правило, на  $\pi$ .

Простейший способ изменения фазы выходных колебаний возбудителя на  $\pi$  состоит в том, чтобы сформировать в формирователе информационного сигнала с помощью фазоинвертора 2 колебания с частотой  $f_{\text{ВЫХ}}$ , сдвинутых друг относительно друга по фазе на  $\pi$ , и с помощью электронного ключа подавать на выход нужное из них. При этом фаза меняется скачком, в результате чего уровень внеполосных спектральных составляющих значительно превышает допустимый. Для его снижения необходимо изменять фазу плавно.



Устройство, плавно изменяющее фазу выходного колебания, может быть реализовано на основе ГУН, охваченного кольцом ФАП с ДПКД. Для получения при манипуляции линейного изменения начальной фазы за время фронта  $\tau_{\phi}$  и время спада  $\tau_c$  модулирующих импульсов надо так управлять коэффициентом деления ДПКД, чтобы на интервалах  $\tau_{\phi}$  и  $\tau_c$  частота ГУН равнялась, соответственно,  $f_{\text{ВЫХ}} + \Delta f_1$  и  $f_{\text{ВЫХ}} - \Delta f_2$ , где  $\Delta f_1 = 1/(2\tau_{\phi})$  и  $\Delta f_2 = 1/(2\tau_c)$ , а во все остальное время  $-f_{\text{ВЫХ}}$ . Однако, поскольку синхронизация колебаний ГУН с колебаниями опорного генератора осуществляется в кольце ФАП с точностью до малых отклонений фазы, ее изменение, достигнутое на интервалах  $\tau_{\phi}$  и  $\tau_c$ , после короткого переходного процесса будет устранено и начальная фаза вновь установится такой же, как и до начала формирования фронта или спада.

*Преодолеть отмеченное затруднение можно, изменяя фазу выходного колебания ГУН на интервалах  $\tau_{\phi}$  и  $\tau_c$  не на  $\pi$ , а на  $2\pi$  с последующим делением частоты сигнала на выходе ССЧ на 2. В результате будет сформировано колебание с частотой вдвое ниже частоты ГУН и с изменением фазы на интервалах  $\tau_{\phi}$  и  $\tau_c$  на  $\pi$ . Фазу колебания во время фронта и спада, как и ранее, можно менять соответствующей установкой коэффициента деления ДПКД на время  $\tau_{\phi}$  и  $\tau_c$ .*

### **Описание лабораторного стенда**

Учебно-лабораторный стенд «Цифровой синтезатор частоты с ФАП» предназначен для изучения принципа работы и основных характеристик цифрового синтезатора частоты с фазовой автоподстройкой и методов формирования сигналов с угловой модуляцией и манипуляцией в тракте ССЧ.

*Функциональная схема лабораторного стенда приведена на лицевой панели. Лабораторный стенд содержит:*

- ОКГ, работающий на частоте  $f_T = 1000$  кГц;
- делитель частоты с коэффициентом деления  $N_{д1} = 1000$ ;
- два импульсно-фазовых детектора: ИФД1 – детектор типа «выборка-запоминание», выполненный на стандартном устройстве выборки-хранения; ИФД2 – фазовый детектор на триггере с синхронным запуском и асинхрон-

ным сбросом (кнопка ТИП ИФД);

– ФНЧ, представляющий собой интегрирующую RC-цепь первого порядка. Полоса пропускания ФНЧ может принимать 2 дискретных значения – 50 и 1000 Гц (ПОЛОСА ФНЧ);

– ГУН, частота выходных колебаний которого может принимать значения в интервале 1900...2600 кГц. Управление частотой ГУН осуществляется подачей на варикап, включенный в колебательную систему ГУН, управляющего напряжения. Этот же варикап используется для осуществления частотной модуляции с помощью встроенного генератора низкой частоты;

– делитель частоты на 2;

– фазовый манипулятор, на вход которого подается модулирующая последовательность импульсов с частотой следования 31,25 Гц;

– ДПКД, коэффициент деления которого  $N_{д2}$  может произвольно изменяться в пределах 2000...2510 с шагом 1. Изменение коэффициента деления ДПКД осуществляется с помощью дешифратора устройства управления.

*Синтезатор позволяет сформировать дискретную сетку частот в диапазоне 1000...1255 кГц с шагом сетки 1 кГц.*

*Помимо исследуемого ССЧ в состав лабораторного стенда включены:*

– универсальный мультиметр, предназначенный для измерения частоты формируемых колебаний, амплитуды модулирующего сигнала низкой частоты, постоянной составляющей напряжения на выходе ИФД, коэффициента передачи ИФД ( $K_{ФД}$ ) в условных единицах и девиации частоты в килогерцах;

– генератор модулирующего синусоидального сигнала, обеспечивающий плавную регулировку амплитуды и дискретное изменение частоты в диапазоне 50 Гц...32 кГц (ГНЧ ЧАСТОТА, УРОВЕНЬ);

– узкополосный измеритель девиации частоты, обеспечивающий измерение девиации на частоте 1100 кГц;

– устройство управления синтезатором, позволяющее изменять частоту генерируемых колебаний (УСТАНОВКА ЧАСТОТЫ), замыкать и размыкать кольцо ФАП (ФАП ВКЛ.), выбирать тип ИФД (ТИП ИФД), изменять полосу пропускания ФНЧ (ПОЛОСА ФНЧ), выбирать режим работы синтезатора (РОД РАБОТЫ): немодулированные колебания (НЕМОД.), частотная модуляция (ЧМ), двухуровневая частотная телеграфия (ЧТ1), многоуровне-

вая частотная телеграфия (ЧТ2), двухуровневая фазовая телеграфия (ФТ1) и фазовая телеграфия с линейным нарастанием и спадом начальной фазы (ФТ2), плавно изменять коэффициент передачи ИФД ( $K_{ФД}$ ).

При частотной телеграфии девиация частоты составляет  $\pm 2$  кГц. Длительности фронта  $\tau_f$  и спада  $\tau_c$  при фазовой телеграфии с линейным изменением начальной фазы на фронтах импульсов равны и составляют 1 мс. Частота генерируемых колебаний может измеряться при различных временах усреднения (накопления)  $\tau = T_H$ , составляющих 1, 10, 100 мс, 1 и 10 с.

Измеренные мультиметром данные выводятся на жидкокристаллический дисплей, расположенный на лицевой панели макета. «Перелистывание» страниц вывода дисплея осуществляется кнопками << и >>, запуск частотомера – кнопкой Т.

## **Часть 1. Исследование цифрового синтезатора с ФАП**

### ***Цели работы:***

1. Изучение принципа работы цифрового синтезатора с ФАП.
2. Исследование влияния параметров элементов цифрового синтезатора с ФАП на основные характеристики синтезатора.
3. Исследование нестабильности частоты свободного ГУН и генератора с кольцом фазовой автоподстройки.

### **Программа выполнения работы**

1. Включить стенд, осциллограф, подключенный к выходу ИФД, и анализатор спектра, подключенный к выходу ССЧ, для прогрева.

Листая страницы жидкокристаллического дисплея, ознакомиться с их содержанием.

2. Ознакомиться с работой синтезатора. Для этого, пользуясь клавиатурой управления, в соответствии с описанием лабораторного стенда включить ФАП, ИФД1, установить частоту выходных колебаний 1050 кГц и  $K_{ФД} = 4.5$ . Полосу пропускания ФНЧ выбрать равной 1 кГц, род работы – немодулированные колебания. Изменяя частоту выходного сигнала через

10 кГц до 1250 кГц, наблюдать с помощью осциллографа и жидкокристаллического дисплея стенда изменение напряжения на выходе ИФД ( $U_{\text{ФД}}$ ) и спектрограммы выходного сигнала синтезатора. Повторить эксперимент, подключив ИФД2.

3. Снять настроечную характеристику ГУН ССЧ. Для этого необходимо установить переключатель РОД РАБОТЫ в положение НЕМОД., ФАП – выкл., остальные переключатели – в произвольных состояниях. Изменяя управляющее напряжение на варикапах ручкой потенциометра  $K_{\text{ФД}}$  от минимально возможного до максимально возможного значений снять зависимость  $f_{\text{вых}} = f(E_{\text{упр}})$ , считая  $E_{\text{упр}} = K_{\text{ФД}}$ .

4. Измерить полосу удержания кольца ФАП. Для этого при максимальном  $K_{\text{ФД}}$  включить ИФД1, полосу пропускания ФНЧ – 1 кГц, замкнуть кольцо ФАП, установить частоту сигнала на выходе синтезатора 1000 кГц и, плавно уменьшая  $K_{\text{ФД}}$ , добиться возникновения синхронизации, что может быть зарегистрировано по пропаданию переменной составляющей в осциллограмме напряжения на выходе ИФД1, либо по показаниям частотомера, либо по изменению спектрограммы выходного сигнала ССЧ. При этом минимальное значение частоты выходных колебаний в полосе удержания  $f_{y \min}$  окажется равным 1000 кГц. Далее, плавно изменяя коэффициент деления ДПКД в сторону увеличения частоты, добиться срыва синхронизации и отметить верхнее значение рабочей частоты в полосе синхронизации –  $f_{y \max}$ . Вычислить  $\Delta f_y = f_{y \max} - f_{y \min}$ . Повторить эксперимент при больших значениях  $K_{\text{ФД}}$ . Для этого, последовательно устанавливая частоту 1001, 1002, 1003 кГц, повторить описанный ранее эксперимент.

5. Исследовать кратковременную и средневременную нестабильности частоты синтезатора при замкнутой и разомкнутой петле ФАП. Для этого установить полосу пропускания ФНЧ равной 50 Гц, режим работы синтезатора НЕМОД., тип ИФД – 1, частоту выходных колебаний 1100 кГц. Частоту в режиме с разомкнутой петлей ФАП устанавливать потенциометром  $K_{\text{ФД}}$ , с замкнутой петлей – кнопками УСТАНОВКА ЧАСТОТЫ и потенциометром  $K_{\text{ФД}}$  для синхронизации петли ФАП.

Снять и построить зависимости кратковременной и средневременной нестабильностей частоты от времени усреднения для синтезатора при замк-

нутой и разомкнутой петле ФАП. Указанные нестабильности измеряются с помощью частотомера в режиме измерения частоты при значениях времени усреднения  $\tau = 0,001; 0,01; 0,1; 1$  и  $10$  с. Для каждого времени усреднения записать 10 значений частоты ( $f_i$ ). Вычислить среднюю частоту

$$f_{\text{cp}}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N f(t_i, \tau), \quad \text{дисперсию} \quad D[f_{\text{cp}}(\tau)] = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \Delta f^2(t_i, \tau), \quad \text{где}$$

$\Delta f(t_i, \tau) = f(t_i, \tau) - f_{\text{cp}}(\tau)$  и относительную нестабильность частоты

$$\sigma/f_{\text{cp}} = \sqrt{D}/f_{\text{cp}}.$$

6. Исследовать процесс установления частоты в синтезаторе с ФАП. Пользуясь клавиатурой на лицевой панели, в соответствии с описанием лабораторного стенда замкнуть петлю ФАП, включить ИФД1 и в режиме двухуровневой частотной телеграфии (переключатель РОД РАБОТЫ в положении ЧТ1) установить  $K_{\text{ФД}} = 4.5$ . Наблюдать на экране осциллографа переходные процессы на выходе ИФД. Зарисовать различные виды переходных процессов, изменяя в максимальных пределах коэффициент передачи ИФД ( $K_{\text{ФД}}$ ), полосу пропускания ФНЧ и текущее значение частоты выходного сигнала.

7. Исследовать зависимость уровня побочных спектральных составляющих в спектре выходного сигнала ССЧ от  $K_{\text{ФД}}$  и полосы пропускания ФНЧ. Для этого замкнуть петлю ФАП, установить режим НЕМОД., включить ИФД1 и наблюдать и зарисовать изменения спектра выходного сигнала синтезатора при изменении  $K_{\text{ФД}}$  и при переключении полосы пропускания ФНЧ. Измерить относительный уровень амплитуд спектральных составляющих с частотами  $f = f_{\text{вых}} \pm 1$  кГц. Наблюдения проводятся на частоте 1100 кГц. Сравнить спектрограммы выходного сигнала синтезатора при замкнутой и разомкнутой петле ФАП в областях малых ( $\pm 100$  Гц) и больших ( $\pm 5$  кГц) расстроек относительно частоты полезного сигнала.

Эксперимент проводится при полосе пропускания ФНЧ 50 Гц и 1 кГц.

## **Часть 2. Исследование методов формирования сигналов с угловой модуляцией и манипуляцией в тракте синтезатора**

### **Цели работы:**

1. Исследование особенностей осуществления частотной модуляции в системах с фазовой автоподстройкой частоты.
2. Исследование основных характеристик радиосигналов с частотной модуляцией.
3. Исследование методов формирования сигналов с угловой манипуляцией в тракте синтезатора.

### **Программа выполнения работы**

1. Включить для прогрева лабораторный стенд и ознакомиться с его работой (см. п. 2 ч. 1 лабораторной работы).

2. Исследовать СМХ ГУН. Установить переключатель РОД РАБОТЫ в положение НЕМОД., ФАП – выкл., остальные переключатели – в произвольных состояниях. Изменяя ручкой потенциометра  $K_{ФД}$  управляющее напряжение на варикапе от минимального до максимально возможного значения, снять зависимость  $f_{\text{ВЫХ}} = f(E_{\text{упр}})$ , считая  $E_{\text{упр}} = K_{ФД}$ .

3. Исследовать АДМХ ГУН. Для этого установить: переключатель РОД РАБОТЫ в положение ЧМ, ФАП – выкл., ПОЛОСА ФНЧ – 1 кГц, частота модулирующего сигнала –  $F_{\text{МОД}} = 2$  кГц, напряжение модуляции –  $U_{\text{МОД}} = 0$ . Изменяя управляющее напряжение на варикапах ручкой потенциометра  $K_{ФД}$ , установить частоту выходных колебаний  $f_{\text{ВЫХ}} = 1100$  кГц. Снять зависимость девиации частоты  $\Delta f_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{МОД}})$ . При каждом значении  $U_{\text{МОД}}$  записывать усредненное значение частоты выходного сигнала ССЧ –  $f_{\text{ВЫХ}}$  (время усреднения 1000 мс).

4. Исследовать ЧДМХ ГУН. Для этого установить: переключатель РОД РАБОТЫ в положение ЧМ, ФАП – выкл., ПОЛОСА ФНЧ – 1 кГц, напряжение модуляции –  $U_{\text{МОД}} = 0$ . Изменяя управляющее напряжение на варикапах ручкой потенциометра  $K_{ФД}$  установить частоту выходных колебаний  $f_{\text{ВЫХ}} = 1100$  кГц и снять зависимость  $\Delta f_{\text{ВЫХ}} = f(F_{\text{МОД}})$ , изменяя частоту модуляции  $F_{\text{МОД}}$  в максимально возможных пределах при  $U_{\text{МОД}} = 0,25$  В.

5. Исследовать АДМХ ГУН для замкнутой петли ФАПЧ. Для этого установить: переключатель РОД РАБОТЫ в положение ЧМ, ФАП – вкл., ТИП

ИФД – 1, ПОЛОСА ФНЧ – 1 кГц, частота модулирующего сигнала –  $F_{\text{мод}} = 2$  кГц, напряжение модуляции –  $U_{\text{мод}} = 0$ . Кнопками УСТАНОВКА ЧАСТОТЫ на светодиодном индикаторе установить частоту 1100 кГц. Увеличивая коэффициент усиления фазового детектора  $K_{\text{ФД}}$  от минимально возможного, по показаниям встроенного мультиметра добиться значения частоты выходных колебаний  $f_{\text{вых}} = 1100$  кГц. После этого увеличить  $K_{\text{ФД}}$  еще на единицу и снять зависимость  $\Delta f_{\text{вых}} = f(U_{\text{мод}})$ , одновременно записывая значения средней частоты  $f_{\text{вых}}$  (время усреднения 1000 мс) при всех значениях  $U_{\text{мод}}$ .

6. Исследовать ЧДМХ ГУН для замкнутой петли ФАПЧ.

6.1. Установить переключатель РОД РАБОТЫ в положение ЧМ, ФАП – вкл., ТИП ИФД – 1, ПОЛОСА ФНЧ – 1 кГц, напряжение модуляции –  $U_{\text{мод}} = 0$ . Кнопками УСТАНОВКА ЧАСТОТЫ на светодиодном индикаторе установить частоту 1100 кГц. Увеличивая коэффициент усиления фазового детектора  $K_{\text{ФД}}$  от минимально возможного добиться значения частоты выходных колебаний  $f_{\text{вых}} = 1100$  кГц (по показаниям встроенного мультиметра). После этого увеличить  $K_{\text{ФД}}$  еще на 1 и снять зависимость  $\Delta f_{\text{вых}} = f(F_{\text{мод}})$  для  $U_{\text{мод}} = 0,25$  В.

6.2. Повторить исследование по подп. 6.1 для случая ПОЛОСА ФНЧ – 50 Гц.

7. Исследовать влияние коэффициента усиления замкнутой петли ФАП на девиацию частоты выходного колебания ГУН.

7.1. Установить режим, аналогичный подп. 6.1, частоту модулирующего колебания 50 Гц, а полосу пропускания ФНЧ – 1 кГц. Снять зависимость  $\Delta f_{\text{вых}} = f(K_{\text{ФД}})$  для  $U_{\text{мод}} = 0,25$  В, увеличивая  $K_{\text{ФД}}$  от минимального значения, при котором петля ФАП входит в режим синхронизации, до максимально возможного.

7.2. Повторить исследование по подп. 7.1 для случая ПОЛОСА ФНЧ – 50 Гц, частота модулирующего колебания – 500 Гц.

### *Дополнительное исследование*

1. Пользуясь клавиатурой управления, в соответствии с описанием лабораторного стенда замкнуть петлю ФАП, включить ИФД1, установить

$K_{ФД} = 4...5$ , режим работы ЧТ1 (двухуровневая частотная телеграфия) и частоту выходных колебаний ССЧ 1010 кГц. Полосу пропускания ФНЧ выбрать максимальной. Зарисовать спектрограмму выходного сигнала синтезатора и осциллограмму напряжения на выходе ИФД. Повторить эксперимент, установив в синтезаторе режим многоуровневой частотной телеграфии (ЧТ2). Наблюдать изменения осциллограммы напряжения на выходе ИФД и спектрограммы выходного сигнала синтезатора при изменении режима манипуляции. Сравнить полученные результаты.

2. Наблюдая осциллограмму напряжения на выходе ИФД при максимальной полосе пропускания ФНЧ и максимальном значении  $K_{ФД}$  выбрать частоту сигнала на выходе синтезатора таким образом, чтобы при двухуровневой частотной манипуляции переход с одной частоты на другую осуществлялся за один период частоты сравнения ( $f_{\text{вых}} \approx 1010$  кГц). Далее, пользуясь клавиатурой на лицевой панели стенда установить режим двухуровневой фазовой телеграфии (ФТ1). Зарисовать спектрограмму выходного сигнала синтезатора. Повторить эксперимент, установив в синтезаторе режим фазовой телеграфии с линейным нарастанием и спадом начальной фазы колебания (ФТ2). Сравнить полученные результаты. Обратит внимание на осциллограммы напряжения на выходе ИФД1.

### Содержание отчета

1. Таблицы с данными экспериментов и расчетов.
2. Графики экспериментальных и расчетных зависимостей.
3. Осциллограммы и спектрограммы сигналов.
4. Краткие выводы по работе.

### Контрольные вопросы и задания

1. Объяснить принцип работы цифрового синтезатора с ФАП.
2. При каких условиях для описания процессов в цифровом ССЧ можно воспользоваться соотношениями, полученными для аналогового синтезатора?
3. В чем заключаются фильтрующие свойства кольца ФАП?
4. Характеристики каких элементов, входящих в кольцо ФАП, определяют полосу удержания?



5. Привести соотношения, определяющие коэффициенты передачи паразитного отклонения фазы, обусловленные отдельными блоками, к выходу ССЧ.

6. Каким образом можно сформировать сигнал с частотной (фазовой) модуляцией в тракте цифровой ССЧ с ФАП?

7. Каким неравенством должна быть связана граничная частота ФНЧ с полосой модулирующего сигнала, если в ССЧ формируется сигнал с частотной модуляцией?

8. Каким образом в цифровой ССЧ с ФАП можно осуществить частотную (фазовую) телеграфию?

### **Список рекомендуемой литературы**

Устройства генерирования и формирования радиосигналов: Учеб. пособие для вузов / Л. А. Белов, В. М. Богачев, М. В. Благовещенский и др.; Под ред. Г. М. Уткина, В. Н. Кулешова и М. В. Благовещенского. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1994. 416 с.

Генераторы высоких и сверхвысоких частот: Учеб. пособие для вузов / О. В. Алексеев, А. А. Головков, А. В. Митрофанов и др. М.: Высш. шк., 2003. 326 с.

Шапиро Д. Н., Паин А. А. Основы теории синтеза частот. М.: Радио и связь, 1981. 264 с.

Соловьев А. А. Автогенераторы гармонических колебаний и синтезаторы частоты: Учеб. пособие для вузов. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2000. 94 с.

### **С о д е р ж а н и е**

Лабораторная работа № 1. Исследование транзисторного генератора с внешним возбуждением .....	3
--	---

**ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 2. ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ  
ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ С АМПЛИТУДНОЙ  
МОДУЛЯЦИЕЙ .....16**

Лабораторная работа № 3. Исследование автогенераторов гармониче-  
ских колебаний .....31

Лабораторная работа № 4. Исследование пассивного цифрового синтеза-  
тора частоты .....70

Лабораторная работа № 5. Исследование цифрового синтезатора частоты  
с ФАП .....85

Список рекомендуемой литературы  
.....103

Митрофанов Александр Васильевич

Сафин Вадим Гараевич

Соловьев Анатолий Антонович

Устройства генерирования и формирования радиосигналов

Лабораторный практикум

Редактор Э. К. Долгатов

---

Подписано в печать . Формат  $60 \times 84 \frac{1}{16}$ . Бумага офсетная.

Печать офсетная. Гарнитура «Times». Печ. л. 6,5.

Тираж 300 экз. Зак. №

---

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»  
197376, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5